

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Diego César Silva do Prado

**MÉTODO DE DETERMINAÇÃO DE PERDAS POR HISTERESE  
NOS MATERIAIS MAGNÉTICOS SUBMETIDOS A FORMAS  
DE ONDA DE INDUÇÃO MAGNÉTICA COM HARMÔNICAS**

Dissertação submetida ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do Grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng  
Co-orientador: Prof. Dr. Nelson Sadowski

Florianópolis  
2012

Catálogo na fonte elaborada pela biblioteca da  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prado, Diego César Silva do  
Método de determinação de perdas por histerese nos  
materiais magnéticos submetidos a formas de onda de indução  
magnética com harmônicas [dissertação] / Diego César Silva  
do Prado ; orientador, Patrick Kuo-Peng ; co-orientador,  
Nelson Sadowski. - Florianópolis, SC, 2012.  
125 p. ; 21cm

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Perdas por histerese. 3.  
Contador de ciclos. 4. Método Rainflow. 5. Decomposição em  
séries de Fourier. I. Kuo-Peng, Patrick. II. Sadowski,  
Nelson. III. Universidade Federal de Santa Catarina.  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Diego César Silva do Prado

**MÉTODO DE DETERMINAÇÃO DE PERDAS POR HISTERESE  
NOS MATERIAIS MAGNÉTICOS SUBMETIDOS A FORMAS  
DE ONDA DE INDUÇÃO MAGNÉTICA COM HARMÔNICAS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 29 de junho de 2012.

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

---

Prof., Dr. Patrick Kuo-Peng  
Orientador - UFSC

---

Prof., Dr. Nelson Sadowski  
Co-Orientador - UFSC

---

Prof., Dr. Jean Viane Leite  
UFSC

---

Prof., Dr. Nelson Jhoe Batistela  
UFSC

---

Prof., Dr. Paulo Irineu Koltermann  
UFMS



Aos meus avós Rubens e Ercília,  
como reconhecimento por tudo  
o que eles fizeram por mim.



## **AGRADECIMENTOS**

À Deus por ter me presenteado com sabedoria, capacidade e ter me fornecido as condições necessárias para realizar todo este trabalho.

Aos meus pais, Arcelino e Ana, pilares em que sustento toda minha vida. Agradeço pelo sacrifício que vocês tiveram que fazer para que eu chegasse até aqui.

À minha companheira Luciane, que ao longo de todos esses anos sempre esteve ao meu lado, sendo minha inspiração.

Ao meu irmão Daniel e minha irmã Nathália, por serem exemplos de dedicação, persistência e pela infância maravilhosa que passamos juntos.

À minha tia Beth e minhas primas Paloma e Stéfanie, pela acolhida, apoio e carinho nos momentos de transição.

Aos meus amigos, em especial ao Daniel Bez, Eduardo Moreira e Guilherme Broilo, que sempre estiverem por perto e me proporcionaram momentos de lazer, imprescindíveis ao desenvolvimento deste trabalho.

Ao time do GRUCAD, em especial aos meus orientadores Professor Patrick Kuo-Peng e Professor Nelson Sadowski, por todas as sugestões e pelo brilhantismo em ensinar.

À Ingrid pelo auxílio em algumas etapas do trabalho e pela amizade.

Ao Professor Renato Pacheco, que desde os tempos de monitoria sempre esteve por perto para ajudar com seus sábios conselhos.

À UFSC, representada por professores, funcionários e alunos, por todo o conhecimento transmitido e pela excelência em formação.

A todos aqueles que de uma forma ou de outra contribuíram para a conclusão deste trabalho.

A todos vocês o meu **MUITO OBRIGADO!**





*“Seja quem você for, seja qualquer posição que você tenha na vida, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, porque um dia você chega lá, de alguma maneira você chega lá.”*

(Ayrton Senna)



## RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo direcionado sobre perdas por histerese em dispositivos eletromagnéticos, através do desenvolvimento de um algoritmo que é a principal contribuição do trabalho. Um método utilizado para a estimação das perdas por histerese é realizado através da decomposição do sinal da indução magnética em séries de *Fourier*. Em cada componente identificada é aplicada a equação correspondente de perda e no final somam-se todas as parcelas. Inicialmente busca-se utilizar o método *Rainflow* como base para o desenvolvimento de um algoritmo eficiente. Para a comprovação da eficácia do método desenvolvido são realizados diversos testes. Em todos eles o método apresenta resultados coerentes e identifica corretamente todos os laços do sinal. Com o funcionamento adequado do algoritmo são realizados outros testes, porém desta vez comparando com resultados experimentais. Após, apresenta-se um novo método de estimação das perdas por histerese, no qual, se utiliza o sinal original sem que seja necessário decompô-lo em séries de *Fourier*. No final são feitas comparações entre os dois métodos e conclui-se que o método desenvolvido apresenta resultados mais próximos dos valores medidos.

**Palavras-chave:** Perdas por histerese, Contador de ciclos, Método *Rainflow*, Decomposição em séries de *Fourier*.



## ABSTRACT

This paper presents a directional study about hysteresis losses in electromagnetic devices, by developing an algorithm that is the main contribution of this work. The most utilized method to estimate the hysteresis losses is done by the decomposition of the magnetic induction signal in Fourier series. In each identified component is applied the right equation of the losses and in the end the parcels are summed. Initially the Rainflow method is used as a basis to develop an efficient algorithm. Some tests are done to verify the effectiveness of the method. In all of them, the method presents good results and it can find correctly all the formed loops. With the adequate functioning of the algorithm some tests are done, but this time making a comparison with some experimental results. Later, a new method to estimate the hysteresis losses is presented, utilizing the original signal, with no worry about the decomposition in Fourier series. In the end some comparisons are made between them and can be concluded that the developed method presents a closer result of the measured values.

**Keywords:** Hysteresis losses, Cycle counter, Rainflow Method, Fourier series decomposition.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Exemplo de algumas direções cristalográficas. ....	34
Figura 2.2 – Exemplo de dipolos magnéticos. ....	35
Figura 2.3 – Efeito do diamagnetismo: (a) na ausência de campo magnético; (b) na presença de campo magnético. ....	37
Figura 2.4 – Comparação entre o diamagnetismo e o paramagnetismo. ....	38
Figura 2.5 – Efeito do paramagnetismo. ....	39
Figura 2.6 – Efeito do ferromagnetismo na ausência de campo magnético. ....	40
Figura 2.7 – Representação dos momentos magnéticos em meio antiferromagnético. ....	41
Figura 2.8 – (a) domínios em um material ferromagnético; (b) mudanças graduais da direção de magnetização. ....	42
Figura 2.9 – Ciclo de histerese. ....	42
Figura 2.10 – Curvas de histerese dentro do laço de saturação. ....	43
Figura 2.11 – Comparação entre materiais duros e moles. ....	44
Figura 2.12 – Vista superior da penetração da indução magnética na lâmina ferromagnética. ....	47
Figura 2.13 – Vista frontal da penetração da indução magnética na lâmina ferromagnética. ....	47
Figura 2.14 – Gráfico da indução magnética na presença de laços menores. ....	52
Figura 3.1 - Carregamento aleatório utilizado para o cálculo da trinca. ....	54
Figura 3.2 – Apresentação do método Rainflow. ....	55
Figura 3.3 – Modelo de sinal de entrada, obtido de uma máquina de relutância [6], utilizado para exemplificação do método. ....	59
Figura 3.4 – Opções disponíveis no início do programa. ....	59
Figura 3.5 – Impressão parcial dos pontos presentes no arquivo de leitura da forma de onda da Figura 3.3. ....	61
Figura 3.6 – Deslocamento dos pontos finais do sinal de acordo com o offset. ....	62
Figura 3.7 – Identificação parcial dos pontos de mínimo e de máximo do sinal. ....	63
Figura 3.8 – Fechamento do ciclo principal de um sinal aleatório. ....	64
Figura 3.9 – Busca pelo provável ponto de fechamento do período. ....	65
Figura 3.10 – Modelo de sinal de entrada deslocado, obtido de uma máquina de relutância [6], utilizado para exemplificação do método. ....	65
Figura 3.11 – Determinação do fechamento do ciclo. ....	66
Figura 3.12 – Possíveis pontos de fechamento do período. ....	69
Figura 3.13 – Exemplo de não similaridade entre os pontos. ....	70

Figura 3.14 – Determinação da uniformidade do sinal. ....	71
Figura 3.15 – Escolha da opção de truncamento do sinal. ....	71
Figura 3.16 - Identificação do ponto excedente. ....	72
Figura 3.17 – Princípio da semelhança de triângulos.....	72
Figura 3.18 – Truncamento do sinal. ....	73
Figura 3.19 – Identificação dos pontos de máximo e dos pontos de mínimo. ....	74
Figura 3.20 – Identificação dos pontos pertencentes aos ciclos.....	75
Figura 3.21 – Fechamento de ciclos.....	76
Figura 3.22 – Resultado final da contagem dos ciclos. ....	76
Figura 3.23 – Cálculo das perdas por histerese do sinal. ....	77
Figura 3.24 – Sinal da indução [T] versus posição angular [°]. ....	78
Figura 3.25 – Curva B vs. H de um sinal composto por 25 pontos.....	79
Figura 3.26 – Curva B vs. H de um sinal composto por 49 pontos.....	79
Figura 3.27 – Curva B vs. H de um sinal composto por 97 pontos.....	79
Figura 3.28 – Curva B vs. H de um sinal composto por 193 pontos.....	80
Figura 3.29 – Curva B vs. H de um sinal composto por 385 pontos.....	80
Figura 3.30 – Curva B vs. H de um sinal composto por 385 pontos, com indução máxima de 2,2 T.....	80
Figura 3.31 – Carregamento aleatório do primeiro teste.....	81
Figura 3.32 – Laços de histerese do primeiro teste. ....	81
Figura 3.33 – Resultado apresentado pelo programa para o teste 1. ....	84
Figura 3.34 – Carregamento aleatório do segundo teste. ....	85
Figura 3.35 – Laços de histerese referentes à parte do sinal (ponto 1 ao ponto 8). ....	86
Figura 3.36 – Laços de histerese referentes ao sinal completo. ....	86
Figura 3.37 – Resultado apresentado pelo programa para o teste 2. ....	86
Figura 3.38 – Carregamento aleatório do terceiro teste com seu respectivo laço de histerese.....	87
Figura 3.39 – Aproximação do carregamento aleatório do terceiro teste. .....	87
Figura 3.40 – Resultado apresentado pelo programa para o terceiro teste. .....	88
Figura 3.41 – Fluxograma: primeira parte. ....	89
Figura 3.42 – Fluxograma: segunda parte.....	90
Figura 3.43 – Fluxograma: terceira parte.....	91
Figura 4.1 – Sinal original aleatório de indução vs. tempo.....	93
Figura 4.2 – Decomposição do sinal original em componentes harmônicas: .....	93
Figura 4.3 – Indicação dos laços menores dentro do laço principal.....	95



Figura 4.4 – Resultado obtido pelo programa para a análise do sinal original. ....	96
Figura 4.5 – Resultado obtido pelo programa para a análise da fundamental do sinal decomposto. ....	96
Figura 4.6 – Resultado obtido pelo programa para a análise da terceira harmônica do sinal decomposto. ....	96
Figura 4.7 – (a) Forma de onda da indução $B(t)$ e das tensões $v(t)$ e $V_{Fund}$ . ....	98
Figura 4.8 – Componentes harmônicas da indução $B(t)$ . ....	98
Figura 4.9 – (a) Indução $B(t)$ sem a componente fundamental; (b) Indução $B(t)$ sem a componente de terceira harmônica. ....	99
Figura 4.10 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes. ....	100
Figura 4.11 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição). ....	101
Figura 4.12 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental). ....	101
Figura 4.13 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira harmônica). ....	101
Figura 4.14 – (a) Forma de onda da indução $B(t)$ e das tensões $v(t)$ e $V_{Fund}$ . ....	102
Figura 4.15 – Componentes harmônicas da indução $B(t)$ . ....	102
Figura 4.16 – (a) Indução $B(t)$ sem a componente fundamental; (b) Indução $B(t)$ sem a componente de terceira harmônica. ....	103
Figura 4.17 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes. ....	104
Figura 4.18 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição). ....	105
Figura 4.19 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental). ....	105
Figura 4.20 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira harmônica). ....	105
Figura 4.21 – (a) Forma de onda da indução $B(t)$ e das tensões $v(t)$ e $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução $B(t)$ . ....	106
Figura 4.22 – Componentes harmônicas da indução $B(t)$ . ....	106
Figura 4.23 – (a) Indução $B(t)$ sem a componente fundamental; (b) Indução $B(t)$ sem a componente de terceira harmônica. ....	107
Figura 4.24 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes. ....	108
Figura 4.25 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição). ....	109

Figura 4.26 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental). .....	109
Figura 4.27 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira harmônica). .....	109
Figura 4.28 – (a) Forma de onda da indução $B(t)$ e das tensões $v(t)$ e $V_{Fund}$ .....	110
Figura 4.29 – Componentes harmônicas da indução $B(t)$ . .....	110
Figura 4.30 – (a) Sinal da indução sem a componente fundamental; (b) Sinal da indução sem a componente de terceira, quinta e sétima harmônicas. ....	111
Figura 4.31 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes. ....	112
Figura 4.32 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição). .....	113
Figura 4.33 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental). .....	113
Figura 4.34 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira, quinta e sétima harmônicas). ....	113
Figura 4.35 – (a) Forma de onda da indução $B(t)$ e das tensões $v(t)$ e $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução $B(t)$ . ....	114
Figura 4.36 – Componentes harmônicas da indução $B(t)$ . .....	114
Figura 4.37 – (a) Sinal da indução sem a componente fundamental; (b) Sinal da indução sem a componente de décima primeira harmônica. ....	115
Figura 4.38 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes. ....	116
Figura 4.39 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição). .....	117
Figura 4.40 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental). .....	117
Figura 4.41 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a décima primeira harmônica). ....	117

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Temperatura <i>Curie</i> para alguns materiais. ....	40
Tabela 2.2 - Valores Típicos de $\eta$ .....	51
Tabela 3.1 – Coordenadas dos pontos referentes ao teste 2. ....	85
Tabela 3.2 – Resultado dos parâmetros referentes ao teste 2. ....	85
Tabela 3.3 – Resultado dos parâmetros referentes ao teste 3. ....	87
Tabela 4.1 – Comparação dos valores de perdas para o primeiro teste. .....	100
Tabela 4.2 – Comparação dos valores de perdas para o segundo teste. .....	104
Tabela 4.3 – Comparação dos valores de perdas para o terceiro teste.	108
Tabela 4.4 – Comparação dos valores de perdas para o quarto teste. .	112
Tabela 4.5 – Comparação dos valores de perdas para o quinto teste. .	116



## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

off	Offset (deslocamento)
dbi	Variação da indução do sinal
bmaxg	Indução máxima global do sinal
bming	Indução mínima global do sinal
Pmáx	Ponto de máximo global
Pmin	Ponto de mínimo global
np	Número de pontos
Bmax	Indução máxima local
Bmin	Indução mínima local
ppfc	Provável ponto de fechamento do ciclo



## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
$\mu_r$	Permeabilidade relativa de um material	-
$\mu$	Permeabilidade real do meio	[H/m]
$\mu_0$	Permeabilidade do ar	[H/m]
H	Campo magnético	[A/m]
B	Indução magnética ou Densidade de fluxo magnético	[T]
$B_p$	Indução magnética de pico	[T]
$B_{dc}$	Nível contínuo da indução magnética	[T]
E	Campo elétrico	[V/m]
$w_h$	Energia volumétrica	[J/m <sup>3</sup> ]
P	Potência ativa	[W]
$P_h$	Perda por histerese total	[W]
$p_h$	Perda por histerese volumétrica	[W/m <sup>3</sup> ]
$P_{dc}$	Perda por histerese considerando o nível contínuo	[W]
T	Período	[s]
f	Frequência	[Hz]
w	Frequência angular	[rad/s]
I	Corrente elétrica	[A]
$I_0$	Corrente de pico	[A]

R	Resistência elétrica	$[\Omega]$
J	Densidade de corrente	$[A/m^2]$
$\sigma$	Condutividade elétrica	$[S/m]$
S	Seção transversal de um condutor	$[m^2]$
l	Comprimento de um condutor	$[m]$
V	Volume	$[m^3]$
$\alpha$	Constante que depende do material	-
$K_H$	Constante que depende do material	-
N	Velocidade angular	RPM
$\theta$	Deslocamento angular	$[^\circ]$



# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>27</b>
1.1 ESTADO DA ARTE.....	28
1.2 OBJETIVO GERAL .....	31
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	32
<b>2 CÁLCULO DAS PERDAS .....</b>	<b>33</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	33
2.2 DEFINIÇÕES TEÓRICAS .....	33
2.2.1 <i>Materiais cristalinos e amorfos</i> .....	33
2.2.2 <i>Direção cristalográfica</i> .....	33
2.2.3 <i>Materiais anisotrópicos e isotrópicos</i> .....	34
2.2.4 <i>Dipolos magnéticos</i> .....	35
2.2.5 <i>Momento magnético</i> .....	35
2.2.6 <i>Materiais magnéticos</i> .....	36
2.2.6.1 <i>Materiais magnéticos moles</i> .....	37
2.2.6.1.1 <i>Diamagnetismo</i> .....	37
2.2.6.1.2 <i>Paramagnetismo</i> .....	38
2.2.6.1.3 <i>Ferromagnetismo</i> .....	39
2.2.6.1.4 <i>Ferrimagnetismo</i> .....	40
2.2.6.1.5 <i>Antiferromagnetismo</i> .....	41
2.2.6.1.6 <i>Domínios</i> .....	41
2.2.6.1.7 <i>Histerese</i> .....	42
2.2.6.2 <i>Materiais magnéticos duros</i> .....	44
2.2.7 <i>Energia do campo magnético</i> .....	45
2.2.8 <i>Perdas nos dispositivos eletromagnéticos</i> .....	45
2.2.9 <i>Perdas no cobre</i> .....	45
2.2.10 <i>Perdas no ferro: correntes de Foucault em lâminas</i> .....	47
2.2.11 <i>Perdas no ferro: histerese</i> .....	50
2.2.12 <i>Perdas no ferro: anômalas</i> .....	53
2.3 CONCLUSÃO .....	53
<b>3 DESENVOLVIMENTO DO MÉTODO .....</b>	<b>54</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	54
3.2 MÉTODO RAINFLOW .....	55
3.3 CONTADOR DE CICLOS .....	57
3.3.1 <i>Visão geral do método</i> .....	57
3.3.2 <i>Implementação da metodologia</i> .....	58
3.4 TESTES REALIZADOS .....	77

3.4.1 <i>Modjiles e DSN</i> .....	78
3.4.2 <i>Teste 1</i> .....	81
3.4.3 <i>Teste 2</i> .....	85
3.4.4 <i>Teste 3</i> .....	87
3.5 FLUXOGRAMA.....	88
3.6 CONCLUSÃO.....	92
<b>4 RESULTADOS .....</b>	<b>93</b>
4.1 INTRODUÇÃO.....	93
4.2 RESULTADOS E COMPARAÇÕES .....	97
4.2.1 <i>Primeiro teste</i> .....	98
4.2.2 <i>Segundo teste</i> .....	102
4.2.3 <i>Terceiro teste</i> .....	106
4.2.4 <i>Quarto teste</i> .....	110
4.2.5 <i>Quinto teste</i> .....	114
4.3 CONCLUSÃO.....	118
<b>5 CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>119</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>120</b>
<b>ANEXO A1 .....</b>	<b>123</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Todo dispositivo eletromagnético apresenta uma perda associada ao seu funcionamento que, de uma forma geral, tem como resultado o aquecimento de sua estrutura. Como existe uma grande procura por equipamentos que apresentem baixo custo, baixa manutenção e alto rendimento, deve-se buscar alternativas que reduzam essas perdas [1].

No passado, as cargas utilizadas em residências eram basicamente resistivas. Atualmente, com o avanço da eletrônica de potência, surgiram diversos equipamentos que contribuem para a distorção da tensão (harmônicas) como lâmpadas de descarga, computadores, dentre outros. O conteúdo harmônico gerado por essas cargas não lineares compromete a qualidade e o uso racional da energia elétrica. Portanto é fundamental o estudo da contribuição das harmônicas com relação às perdas.

Nos dispositivos eletromagnéticos, as perdas podem ser identificadas como as seguintes: perdas mecânicas, perdas no cobre, perdas no ferro: correntes de *Foucault*, histerese e anômalas ou excedentes [1-5].

Dentre as perdas mencionadas será dado um enfoque maior na estimação das perdas por histerese, considerando a análise de sinais de indução com conteúdo harmônico. Para a abordagem e exposição do tema, procurou-se dividir esta dissertação em cinco capítulos.

O primeiro capítulo destina-se a fazer uma apresentação geral do tema, apresentando uma breve revisão bibliográfica baseada principalmente nos estudos de artigos científicos.

No segundo capítulo são apresentados alguns conceitos físicos e químicos objetivando identificar os tipos de perdas existentes nos dispositivos eletromagnéticos, não deixando também de ser uma revisão bibliográfica.

No terceiro capítulo é descrito inicialmente o método de contagem de ciclos *Rainflow*. É baseado nele que foi possível desenvolver o algoritmo utilizado para o cálculo das perdas por histerese.

Já o quarto capítulo apresenta a principal contribuição do trabalho: a comparação entre dois métodos de cálculo da perda por histerese – através da utilização do sinal original e através da decomposição por componentes harmônicas.

No quinto e último capítulo é feita uma conclusão geral do trabalho, apresentando a análise dos resultados obtidos.

## 1.1 ESTADO DA ARTE

Para o desenvolvimento desta dissertação buscou-se primeiramente realizar uma pesquisa bibliográfica focando em artigos publicados na *IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers)*. Estas referências abrangem principalmente áreas referentes às perdas em máquinas elétricas.

Simão et al. [6] descrevem que as perdas no ferro aumentam com as harmônicas das formas de onda da indução e da tensão. São apresentados três modelos simplificados de perdas por histerese, detalhando as vantagens e as limitações de cada formulação utilizada. No primeiro modelo, tem-se a equação de *Steinmetz*, na qual os laços menores são desconsiderados. O segundo modelo considera os laços menores do sinal, porém sua aplicação se limita a sinais simétricos. Já o terceiro modelo leva em conta o nível contínuo de cada laço formado. A análise dos resultados obtidos mostra que as posições dos laços menores dentro do laço principal modificam as perdas calculadas. Também é comprovado que a formulação que considera o nível contínuo de indução tende a apresentar os melhores resultados.

Lavers et al. [7] apresentam um método simples de correção das perdas por histerese em lâminas finas devido aos efeitos dos laços menores. O método foi baseado na consideração de um fator empírico obtido através de diversas medidas de perdas realizadas. A correção obtida varia linearmente com a soma algébrica não ponderada de cada reversão da forma de onda da densidade de fluxo. Com a utilização deste método é possível estimar as perdas por histerese de uma maneira prática, rápida e eficiente em lâminas finas submetidas a fluxos distorcidos.

Simão et al. [8] analisam uma nova metodologia de cálculo das perdas por histerese considerando o nível contínuo da indução. Foram estudados seis tipos de materiais e obtida uma regra geral comum para todos os casos, prevendo assim o seu comportamento quando induções alternadas são superpostas a níveis contínuos. A metodologia de cálculo proposta gera uma melhor estimativa das perdas, fornecendo dados confiáveis e rápidos de serem obtidos.

Jiles [9] descreve uma equação para definir a histerese levando-se em conta as perdas por energia devido às correntes de *Foucault*. Neste modelo tem-se uma primeira aproximação na qual o efeito *Skin* é ignorado, ou seja, a penetração de campo é considerada uniforme através do material em análise. Dessa forma, os cálculos podem ser aplicados apenas em lâminas finas. O modelo utiliza a perda por

histerese padrão com a adição de dois termos extras que representam as perdas por correntes induzidas e as perdas anômalas. Os resultados mostram o aumento da coercitividade com a frequência, a não variação da remanescência com a frequência e o aumento da perda de energia por ciclo. O modelo apresenta uma forma simples de prever as mudanças das curvas de histerese como resultado das correntes induzidas em diferentes frequências.

Mayergoyz et al. [10] apresentam uma discussão sobre as perdas excessivas por histerese. É afirmado que essas perdas são causadas por um comportamento dinâmico não linear intrínseco associado com a histerese. Através do modelo de histerese de *Preisach* é demonstrado que, para frequências baixas, as perdas excessivas por histerese são aumentadas. As conclusões obtidas foram tomadas com base em experimentos numéricos.

Akcaý et al. [11] abordam um novo método de representação das perdas de energia e das perdas por histerese nas chapas de transformadores. Através do modelo desenvolvido, é possível calcular as perdas no núcleo magnético em frequências arbitrárias. Também é possível utilizá-lo na análise dos transientes devido à mudança das frequências de excitação.

Patsios et al. [12] desenvolvem uma metodologia para simular os laços de histerese com suas respectivas perdas no ferro em chapas ferromagnéticas de grãos não orientados sob excitação PWM. Nessa nova metodologia é considerado o envolvimento dos elementos finitos em duas dimensões para a simulação do quadro de *Epstein*, levando-se em conta a histerese estática, as correntes induzidas e as perdas anômalas. A validação da metodologia é feita através de comparações. Mostra-se que as perdas no ferro praticamente não são afetadas pela mudança da frequência submetidas à alimentação PWM, enquanto que elas são maiores quando comparadas com as outras resultantes submetidas à excitação sinusoidal para a mesma frequência fundamental e densidade de fluxo.

Zhang et al. [13] apresentam um modelo de elementos finitos de histerese para as perdas magnéticas no núcleo. É comentado que existe uma característica fundamental intrínseca da curva B vs. H de materiais magnéticos, que independem da frequência. As perdas existentes nessa estrutura são basicamente devidas à histerese e à corrente de *Foucault*. Este é o primeiro modelo que oferece boa precisão da estimação das perdas no núcleo, sem a necessidade de considerar um elevado número de experimentos.

Moutassem et al. [14] mostram uma solução analítica para o cálculo das perdas em um tubo de aço causadas pela inserção de cabos em um arranjo arbitrário. Os resultados obtidos com a solução proposta está de acordo com a solução obtida pela aplicação do método de elementos finitos para a resolução do problema. A diferença apresentada entre os dois métodos (medido e calculado) é menor do que 3% em todos os testes realizados. Esta forma analítica pode ser utilizada para padronizar as perdas em um sistema de cabos inseridos em um tubo de aço.

Della Torre et al. [15] discutem os efeitos das interações das partículas em um meio magnético. Afirma-se que cada meio magnético apresenta uma determinada perda por histerese quando submetido a um campo rotacional. São apresentados os parâmetros que determinam essas perdas e os métodos utilizados para identificá-los.

Lancarotte et al. [16] propõem uma metodologia para estimar as perdas no núcleo submetido à modulação PWM ou à excitação de tensão influenciada por nível contínuo. É criado um gráfico de histerese para medir amostras de toróides submetidas a pulsos de tensões. Uma metodologia experimental baseada nos princípios do ferromagnetismo é implementada para investigar as perdas causadas pelos laços menores dentro do núcleo toroidal. Os resultados obtidos mostram que os laços menores produzidos pela tensão PWM não influenciam nas perdas causadas pelo laço principal de histerese. São relatados também aspectos do comportamento dos laços menores como uma função da amplitude e da densidade de fluxo magnético.

Amar et al. [17] apresentam um novo método para a estimação das perdas no ferro submetidas à qualquer tensão não sinusoidal sem a presença de laços menores de histerese. O método é baseado em um modelo de separação de perdas, onde as perdas no ferro são decompostas em perdas por histerese, clássicas e excedentes. Para a identificação da forma de onda da tensão é fornecido o coeficiente do fator de forma. Neste método não é necessário conhecer os espectros das componentes harmônicas. A fórmula proposta é validada para frequências acima da industrial. Para altas frequências (acima de 1 kHz) é recomendado a realização de novos testes.

Kaczmarek et al. [18] mostram um estudo sobre perdas no ferro na presença de tensão PWM. As perdas PWM calculadas para um campo alternado e medido no quadro de *Epstein* apresentam um resultado maior quando comparadas com as perdas sinusoidais e a diferença é mais acentuada para baixas frequências, resultando em uma

diferença acima de 30%. Para este estudo, foram excluídos o efeito *Skin* e o impacto dos laços menores.

Boglietti et al. [19] discutem a utilização de um modelo em elementos finitos para investigar a influência de diferentes parâmetros PWM nas perdas no ferro. É mostrado que apenas as perdas clássicas são sensivelmente afetadas pela forma de onda da alimentação. As análises são realizadas com chapas de ferro-silício submetidas à alimentação PWM de três níveis trifásica, considerando uma frequência fundamental de 50 Hz. A validação do método ocorre através de uma comparação satisfatória com resultados experimentais.

Atallah et al. [20] propõem um método para estimar as perdas no ferro no estator de um motor dc sem escovas, levando-se em conta as condições de operação. Uma análise por elementos finitos é empregada para obter a distribuição magnetostática de campo dentro do motor. Mostra-se que as perdas no ferro mudam de acordo com as condições de operação do motor. A técnica desenvolvida pode ser aplicada também em outros tipos de máquinas. A validação experimental em diversos tipos de motores foi realizada e os resultados foram satisfatórios.

Newbury [21] apresenta uma fórmula simples para determinar as perdas no ferro para uma forma de onda da densidade de fluxo não sinusoidal. A fórmula é baseada na independência da frequência e a dependência de parte da perda total por perdas anômalas. Baseando-se alguns parâmetros da fórmula em dados experimentais para formas de onda não sinusoidais, a precisão de 2% é atingida quando a terceira harmônica varia de 0 a 30% da fundamental e o pico da densidade de fluxo varia de 1,4 a 1,8 T.

Boglietti [22] aborda a criação de um fator de construção para determinar as perdas no ferro. A metodologia aplicada é baseada em diversas aproximações por experiências realizadas. Quatro núcleos enrolados, com as mesmas características geométricas, foram montados com diferentes números de anéis com o mesmo material. Neste modelo, são testados motores de indução de 15 kW, obtendo-se bons resultados.

## 1.2 OBJETIVO GERAL

O foco principal deste trabalho é apresentar o desenvolvimento de um algoritmo capaz de calcular as perdas por histerese, através de uma nova metodologia, ou seja, através da análise do sinal original, sem a necessidade de realizar a sua decomposição em séries de *Fourier*. Sabe-se que através do cálculo da área do ciclo de histerese estará sendo feita

uma avaliação da energia volumétrica, ou seja, da perda [1-5]. Nos casos em que não ocorrem laços menores na forma de onda da indução, a perda por histerese é calculada pela equação de *Steinmetz*, dada por [6]:

$$P = K_H \left( \frac{\Delta B}{2} \right)^\alpha [W] \quad (1.1)$$

onde  $K_H$  e  $\alpha$  são determinadas experimentalmente e  $\Delta B$  é a amplitude da indução de pico a pico. Já no caso em que ocorrem laços menores na forma de onda da indução, a equação de *Steinmetz* é alterada, sofrendo uma correção. A nova equação pode apresentar algumas topologias, como por exemplo [6]:

$$P_{dc} = \sum_{i=1}^{N+1} K_H \left( \frac{\Delta B_i}{2} \right)^\alpha [1 + 0,65 B_{dc}^{2,1}] [W] \quad (1.2)$$

onde  $N$  é o número de laços menores e  $B_{dc}$  é o valor da indução contínua. Com base no que foi exposto, o contador de ciclos desenvolvido irá auxiliar na determinação das perdas por histerese, para tratar os casos em que ocorrer a presença dos laços menores. Serão apresentados alguns exemplos que comprovam a eficácia da nova metodologia aplicada.

### 1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Desenvolvimento de um algoritmo capaz de analisar as perdas por histerese de um sinal composto por harmônicas;
- Revisão bibliográfica dos assuntos pertinentes ao tema;
- Definição e caracterização dos tipos de perdas;
- Apresentação do método de contagem de ciclos *Rainflow*;
- Cálculo das perdas por histerese (através do sinal original e do mesmo sinal decomposto em componentes harmônicas);
- Apresentação, comparação e conclusão dos resultados obtidos.



## **2 CÁLCULO DAS PERDAS**

### **2.1 INTRODUÇÃO**

Para o cálculo das perdas em dispositivos eletromagnéticos serão introduzidos alguns conceitos teóricos relativos a materiais magnéticos, partindo de uma análise microscópica, visando compreender os resultados macroscópicos. Será feita uma abordagem de conceitos relacionados aos domínios, a definição de histerese e por fim aos tipos e as definições de perdas.

### **2.2 DEFINIÇÕES TEÓRICAS**

#### **2.2.1 Materiais cristalinos e amorfos**

Os materiais sólidos podem ser classificados de acordo com a distribuição e a regularidade de seus átomos ou íons. Partindo desse pressuposto, podem-se classificar os materiais como sendo cristalinos ou amorfos. Materiais cristalinos são aqueles em que os átomos se encontram distribuídos em estruturas periódicas ou repetitivas ao longo de todo o espaço atômico considerado (em geral extremamente longo). Como exemplo pode-se mencionar todos os metais, alguns materiais cerâmicos e alguns polímeros. Já os materiais que não possuem essa periodicidade ao longo de toda a estrutura analisada, ou seja, possuem uma distribuição irregular de seus átomos ou íons, são classificados como materiais amorfos. São exemplos alguns materiais cerâmicos (vidros inorgânicos) e alguns polímeros [23], [24].

#### **2.2.2 Direção cristalográfica**

Para determinar a direção cristalográfica de um material cristalino, define-se uma linha entre dois pontos ou um vetor. A Figura 2.1 ilustra um exemplo de algumas direções cristalográficas ao longo das coordenadas xyz.

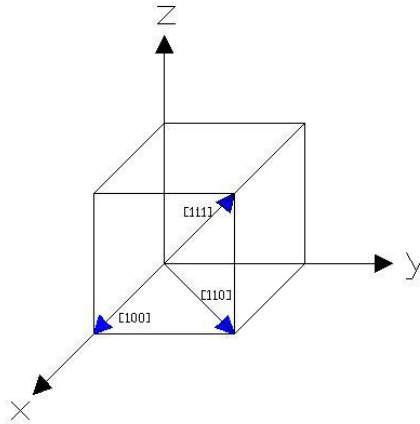


Figura 2.1 – Exemplo de algumas direções cristalográficas.

As convenções estabelecem três índices (Índices de *Miller*) que são usados para indicar direções e planos. A seguir serão apresentadas algumas regras que são utilizadas para a determinação dos índices [23], [24]:

1. Posiciona-se um determinado vetor que passe pela origem do sistema de coordenadas. Mantendo-se o paralelismo, qualquer vetor pode ser transladado por toda a estrutura cristalina, sem nenhuma alteração;
2. Deve-se determinar o comprimento da projeção do vetor de cada um dos índices;
3. Os índices podem ser multiplicados ou divididos por um fator comum, a fim de se obter o menor número inteiro possível;
4. A representação da direção cristalográfica é feita utilizando colchetes e sem a presença de vírgulas, ou seja,  $[uvw]$ , onde “u”, “v” e “w” são números inteiros que correspondem às projeções ao longo dos eixos “x”, “y” e “z”, respectivamente.

### 2.2.3 Materiais anisotrópicos e isotrópicos

A direção cristalográfica de um material influencia na determinação de suas propriedades físicas. Como exemplo pode-se citar a permeabilidade magnética, que depende da direção analisada. Ao fenômeno da variação da propriedade física do material de acordo com sua direção dá-se o nome de anisotropia. A anisotropia está associada à

variação do espaçamento iônico ou atômico com a direção cristalográfica. Materiais isotrópicos possuem propriedades físicas idênticas em todas as direções cristalográficas [23], [24].

### 2.2.4 Dipolos magnéticos

Os dipolos magnéticos podem ser comparados a uma barra minúscula, contendo dois pólos (norte e sul). São influenciados por campos magnéticos, da mesma forma que os dipolos elétricos são influenciados por campos elétricos [23], [24]. Como exemplo, pode-se tomar a orientação da agulha de uma bússola. Dependendo da posição em que ela for colocada, apontará para uma determinada direção, que varia de acordo com o campo magnético da Terra. A Figura 2.2 exemplifica o conceito de dipolos magnéticos.

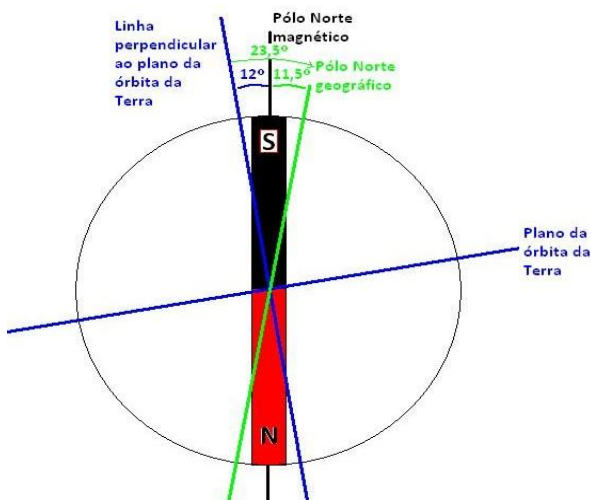


Figura 2.2 – Exemplo de dipolos magnéticos [31].

### 2.2.5 Momento magnético

Para se realizar o estudo do momento magnético, deve-se inicialmente ter um sólido conhecimento na área da mecânica quântica. Como o objetivo principal é apenas introduzir o assunto para facilitar a

compreensão de outros conceitos, busca-se simplificar a abordagem do tema.

A associação dos elétrons com os momentos magnéticos é responsável pelas propriedades magnéticas macroscópicas dos materiais. Cada elétron possui um determinado momento magnético [23], [24].

A fonte que origina o momento é o próprio spin do elétron. O spin é definido como sendo a possível orientação que uma partícula (o elétron nesse caso) pode apresentar quando está submetida a um campo magnético. Dessa forma, o momento magnético será gerado pelo spin do elétron direcionado ao longo do seu eixo.

### 2.2.6 Materiais magnéticos

A exposição de um material a um campo elétrico produz um resultado que dependerá de sua intensidade, distância, tipo de material, dentre outros parâmetros. Da mesma forma, existirá uma influência sobre o material em questão causada pela existência de um campo magnético, quando houver. O parâmetro que relaciona o campo magnético à densidade do fluxo magnético no material é a permeabilidade magnética. Por sua vez, a relação entre a permeabilidade magnética do material e a do ar é expressa através da permeabilidade relativa do material como indicado em (2.1) [1].

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.1)$$

Onde:

$\mu$ : Permeabilidade do meio;

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ : Permeabilidade do ar.

Para a classificação dos materiais magnéticos, utilizam-se as seguintes denominações: materiais magnéticos moles (macios ou doces) que podem ser diamagnéticos, paramagnéticos e ferromagnéticos, e materiais magnéticos duros que são os ímãs permanentes [1].

### 2.2.6.1 Materiais magnéticos moles

Materiais magnéticos moles são aqueles que podem ser facilmente magnetizados ou desmagnetizados. Dentre os tipos de materiais moles, não é comum encontrar aplicações que envolvam materiais diamagnéticos e paramagnéticos, pois são formas extremamente fracas de magnetismo.

Já para os meios ferromagnéticos, as possíveis aplicações são as seguintes: geradores, motores elétricos e transformadores, ou seja, equipamentos que possuem uma maior eficiência para magnetizações que não permanecem com a extinção do campo externo. Ferro puro, aço ao silício e *supermalloy* são alguns exemplos de materiais utilizados [1].

#### 2.2.6.1.1 Diamagnetismo

É uma forma de magnetismo extremamente fraca, não é permanente e persiste apenas enquanto houver aplicação de um campo externo. Para se determinar a direção do momento magnético, deve-se inicialmente saber qual é a direção do campo aplicado, pois elas são opostas. Já no caso de não existir um campo externo, seu momento magnético será nulo [1]. A Figura 2.3 mostra as duas situações distintas: (a) material na ausência de campo magnético externo; (b) material sujeito à aplicação de campo magnético externo.

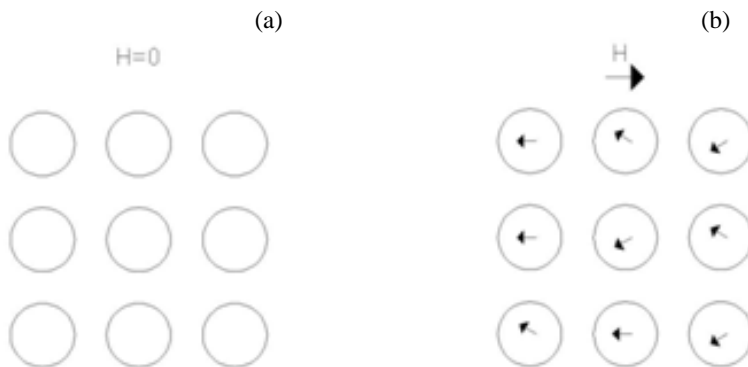


Figura 2.3 – Efeito do diamagnetismo: (a) na ausência de campo magnético; (b) na presença de campo magnético.

Outra característica dos meios diamagnéticos é a de possuir uma permeabilidade relativa um pouco inferior a 1. São alguns exemplos de materiais diamagnéticos o mercúrio, o ouro, a prata e o cobre. Para se ter noção de valores, o cobre tem uma permeabilidade relativa de 0,999991 [1]. A Figura 2.4 (a) apresenta o efeito do diamagnetismo. Como a permeabilidade do meio é muito próxima da permeabilidade do ar, o efeito é praticamente desprezível. Porém, teoricamente ocorre o surgimento de uma força de repulsão entre o material e o campo, pois o ar, sendo mais permeável, é um caminho que facilita a passagem de fluxo.

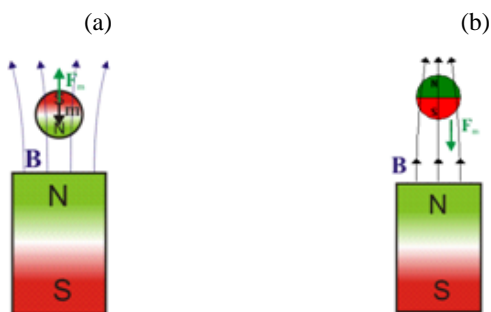


Figura 2.4 – Comparação entre o diamagnetismo e o paramagnetismo [32]:  
(a) efeito do diamagnetismo; (b) efeito do paramagnetismo.

### 2.2.6.1.2 Paramagnetismo

Assim como os materiais diamagnéticos, os meios paramagnéticos apresentam um efeito magnético extremamente fraco. A diferença é identificada pela presença de momentos magnéticos em cada unidade atômica, sendo que o somatório de todos os momentos é nulo [1].

Também sofre a influência de campos externos, mas dessa vez alinha-se no mesmo sentido. A Figura 2.5 apresenta as duas situações acima: (a) material na ausência de campo magnético externo; (b) material sujeito à aplicação de campo magnético externo.

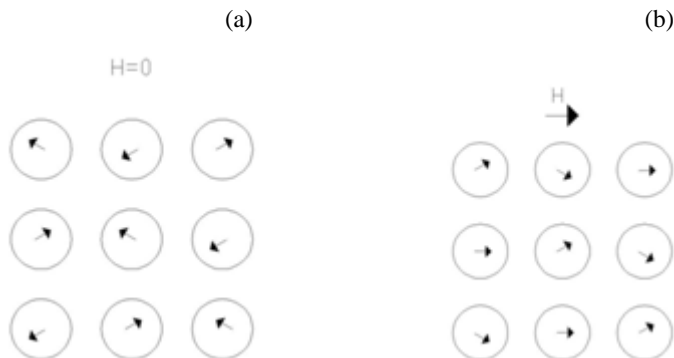


Figura 2.5 – Efeito do paramagnetismo:  
(a) na ausência de campo magnético; (b) na presença de campo magnético.

O que identifica um meio como sendo paramagnético é a medida de sua permeabilidade relativa, que é um pouco superior a 1. São alguns exemplos de materiais paramagnéticos o cromo, o alumínio e o sódio. Para se ter uma noção de valores, o alumínio possui uma permeabilidade relativa de 1,00000036 [1]. A Figura 2.4 (b) apresenta o efeito do paramagnetismo. Como a permeabilidade do meio é muito próxima da permeabilidade do ar, o efeito é praticamente desprezível. Porém, ocorre o surgimento de uma força de atração entre o material e o campo, pois o ar, sendo menos permeável, é um caminho que dificulta a passagem de fluxo.

### 2.2.6.1.3 Ferromagnetismo

Para aplicações em dispositivos eletromagnéticos, os materiais ferromagnéticos são os meios mais importantes devido ao fato de possuírem uma permeabilidade relativa muito superior a 1. Para se ter noção de valores, algumas ligas de ferro chegam a ter uma permeabilidade próxima de  $10^6$  [1].

Quando certos materiais magnéticos estão submetidos a determinadas temperaturas, pode-se ocorrer a perda de suas propriedades magnéticas. À essa temperatura em que ocorre o desalinhamento dos domínios dá-se o nome de “Temperatura de Curie”. A Tabela 2.1 apresenta alguns valores de Temperatura *Curie* para alguns materiais [1].

Tabela 2.1 - Temperatura *Curie* para alguns materiais.

Material	Temperatura [°C]
Ferro	770
Níquel	358
Cobalto	1130
Gadolíneo	20
$S_mCo_5$	720

Materiais ferromagnéticos, diferentemente dos paramagnéticos e diamagnéticos, possuem momento magnético diferente de zero, mesmo que não exista um campo magnético externo. A Figura 2.6 ilustra o fenômeno localmente.

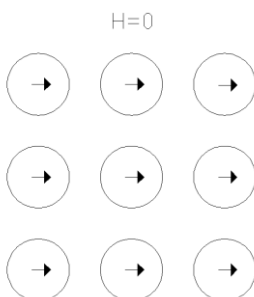


Figura 2.6 – Efeito do ferromagnetismo na ausência de campo magnético.

Observando a Figura 2.6, nota-se a existência de um alinhamento mútuo dos spins ao longo de toda a região analisada. A essa região dá-se o nome de domínio, que será explicada mais a frente.

Outra importante característica desses materiais é o aparecimento do fenômeno da saturação. A saturação pode ser explicada como sendo o ponto em que existe a maior magnetização possível do material, ou seja, quando ocorre um alinhamento mútuo ótimo dos spins com o campo externo.

#### 2.2.6.1.4 Ferrimagnetismo

Alguns materiais cerâmicos também possuem uma magnetização permanente, que se denomina ferrimagnetismo. As características magnéticas macroscópicas dos materiais ferromagnéticos e dos



ferrimagnéticos são muito parecidas. O que difere uma da outra é a origem do momento magnético.

#### 2.2.6.1.5 Antiferromagnetismo

Dá-se o nome de antiferromagnetismo ao alinhamento dos spins de átomos em direções opostas. O aparecimento desse fenômeno surge em materiais que não são ferromagnéticos, ocorrendo um acoplamento dos momentos magnéticos entre átomos ou íons adjacentes. Esse acoplamento resulta em um alinhamento anti-paralelo. Dessa forma, os momentos magnéticos opostos se cancelam, ou seja, não existirá momento magnético resultante. Alguns exemplos de materiais antiferromagnéticos são os seguintes: MnO, CoO, NiO,  $\text{Cr}_2\text{O}_3$ , MnS, MnSe e  $\text{CuC}_{12}$  [3]. A Figura 2.7 mostra a representação esquemática do processo.

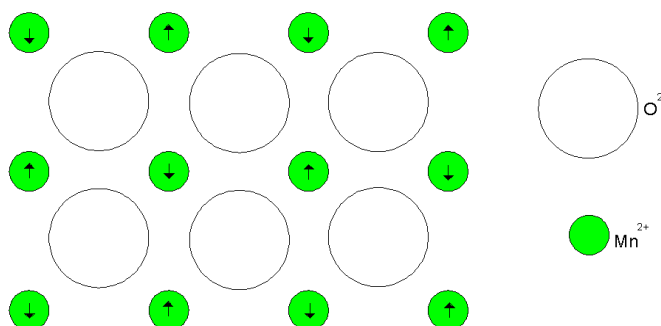


Figura 2.7 – Representação dos momentos magnéticos em meio antiferromagnético.

#### 2.2.6.1.6 Domínios

Para a explicação do comportamento de materiais ferromagnéticos, é muito comum a utilização de conceitos relacionados aos domínios. Quando os materiais ferromagnéticos estão a uma temperatura abaixo da Temperatura de *Curie*, são formados por pequenas regiões, nas quais os dipolos de momentos magnéticos estão alinhados na mesma direção, conforme a Figura 2.8 (a).

Os domínios vizinhos são separados por regiões de transição (fronteiras), onde é possível observar as mudanças graduais de magnetização, conforme a Figura 2.8 (b).

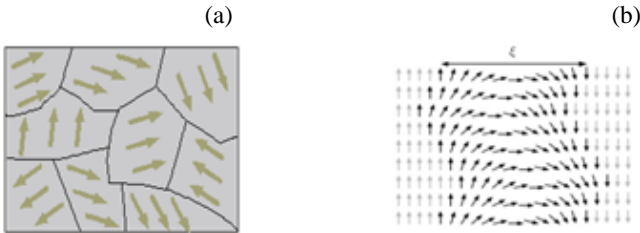


Figura 2.8 – (a) domínios em um material ferromagnético [33]; (b) mudanças graduais da direção de magnetização [34].

Para se determinar a magnitude resultante de toda a região, é feita uma soma vetorial de todos os domínios, levando-se em consideração a contribuição individual dos domínios de acordo com a fração de volume ocupada na região.

#### 2.2.6.1.7 Histerese

O comportamento da histerese e da magnetização permanente pode ser explicado pelo movimento e rotação de domínios. Para exemplificar, será apresentada a construção de seu ciclo:

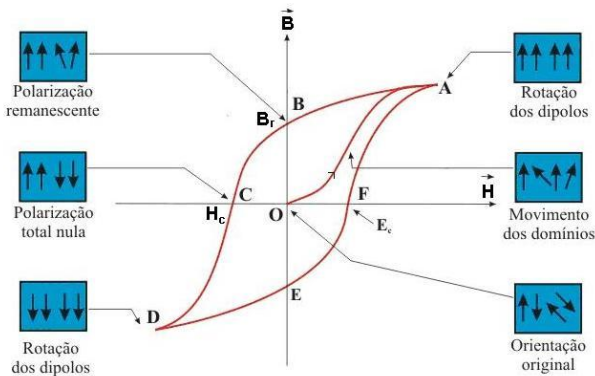


Figura 2.9 – Ciclo de histerese [35].

Partindo do ponto inicial ‘O’, onde não existe nenhum campo aplicado, têm-se os momentos dos domínios orientados aleatoriamente, mas organizados de tal maneira que haja uma minimização da energia. Com a aplicação do campo, o ciclo será percorrido no sentido OA, resultando no movimento das paredes dos domínios no sentido favorável ao do campo aplicado. Aumentando a intensidade do campo, em um determinado momento ocorrerá saturação, localizada no ponto ‘A’, onde se tem um único domínio orientado no mesmo sentido do campo aplicado.

Depois de atingir a saturação, o campo é reduzido gradualmente. Nesse instante, porém, observa-se que ao invés de retornar pelo caminho original ‘AO’, o ciclo irá percorrer o sentido ‘AB’, surgindo uma indução remanente Br. Nesse ponto, os dipolos ainda estão orientados no sentido do campo, porém não mais de maneira uniforme como na saturação.

Reduzindo ainda mais o campo, em um determinado momento a indução remanente se anulará, ou seja, haverá uma polarização nula dos domínios. Nesse ponto, o campo aplicado recebe o nome de campo coercitivo. Com o aumento da intensidade da aplicação do campo contrário, até o ponto em que o comportamento do material fique constante, será atingida a saturação. Nesse momento, todos os dipolos estarão posicionados em um único domínio, em sentidos contrários ao da saturação inicial. Aplicando novamente o campo, dessa vez no sentido positivo, será percorrido o caminho ‘DEFA’, completando o ciclo de histerese.

Observa-se que não é necessário aumentar o campo até que a saturação seja atingida. Caso seja necessário, pode-se reverter a direção do campo e com isso, formar um novo ciclo de histerese dentro do laço de saturação. A Figura 2.10 ilustra esse fato.

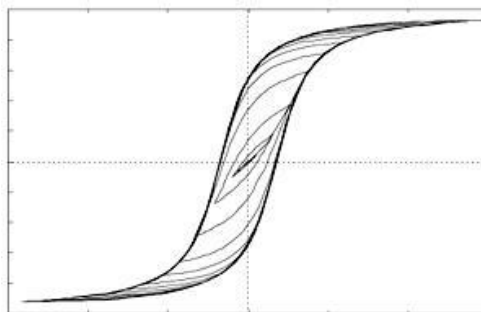


Figura 2.10 – Curvas de histerese dentro do laço de saturação. [23]

### 2.2.6.2 Materiais magnéticos duros

São representados pelos ímãs permanentes e, ao contrário dos materiais moles, armazenam certa indução remanente mesmo com a extinção do campo externo. Apresentam um ciclo de histerese grande, devido ao campo coercitivo. Dentre os materiais mais utilizados têm-se os seguintes: ferritas cerâmicas, samário-cobalto e neodímio-ferro-boro. A Figura 2.11 compara as curvas de histerese de materiais duros e materiais moles (macios).

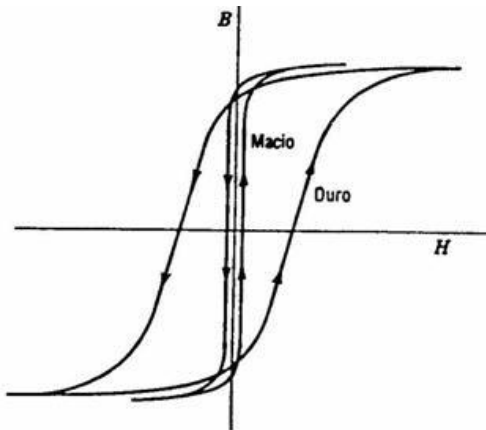


Figura 2.11 – Comparação entre materiais duros e moles. [23]

Analisando a curva dos materiais moles, observa-se que para um pequeno campo magnético aplicado, surgirá uma alta magnetização. Da mesma maneira, para desmagnetizar o material, basta aplicar um baixo campo magnético. Conclui-se, portanto, que a área do ciclo de histerese e consequentemente a perda, serão pequenas.

Já para a análise da curva dos materiais duros, observa-se um cenário diferente, pois existe uma grande resistência à desmagnetização. Devido a essa resistência, a área da curva da histerese é maior e consequentemente, a perda também será maior.

### 2.2.7 Energia do campo magnético

A energia do campo magnético representa o trabalho necessário para que se torne possível a criação de um campo magnético  $\mathbf{H}$ , considerando o meio isotrópico e com uma permeabilidade magnética  $\mu$  que, finalmente, irá gerar uma indução magnética  $\mathbf{B}$ . Cessando a aplicação do campo magnético  $\mathbf{H}$ , a energia acumulada será parcialmente recuperada pelo sistema físico no qual está inserida, enquanto que a outra parcela será dissipada devido às perdas.

### 2.2.8 Perdas nos dispositivos eletromagnéticos

Em um dispositivo eletromagnético existem duas fontes de perdas elétricas: as perdas no cobre e as perdas no ferro. Existem ainda outros tipos de perdas como as ocasionadas pelo atrito, ventilação, ruídos, vibração e anomalias. De uma maneira geral, as perdas são indesejáveis, pois provoca aquecimento e uma diminuição do rendimento do dispositivo. Entretanto, existem algumas exceções em que as perdas são desejáveis, como por exemplo, em ferros elétricos, motor de histerese, dentre outras.

### 2.2.9 Perdas no cobre

As perdas no cobre estão relacionadas com as perdas nos enrolamentos dos equipamentos, que em geral, são constituídos por cobre, daí o nome. Existem basicamente três formas de se avaliá-las.

A primeira forma refere-se ao caso geral em que a corrente é variável no tempo e não é senoidal. Nessa situação deve-se aplicar a equação 2.2, que se refere ao valor médio da perda em um período:

$$P = \frac{1}{T} \int RI(t)^2 dt \quad (2.2)$$

A segunda forma refere-se ao caso particular em que a corrente é variável no tempo e senoidal, da seguinte forma:

$$I(t) = I_0 \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

Onde:

$I_0$ : Amplitude

$w$ : Pulsção

Substituindo (2.2) em (2.3) e inserindo o valor do período, vem:

$$P = \frac{1}{T} \int R [I_0 \text{sen}(wt)]^2 dt = \frac{RI_0^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} [\text{sen}(wt)]^2 dt \quad (2.4)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$\int_0^{2\pi} [\text{sen}(wt)]^2 dt = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} [1 - \cos(2t)] dt = \quad (2.5)$$

$$= \frac{1}{2} \left( \int_0^{2\pi} dt - \int_0^{2\pi} \cos(2t) dt \right) = \frac{1}{2} \left( t \Big|_0^{2\pi} - \frac{\text{sen}(2t)}{2} \Big|_0^{2\pi} \right) = \quad (2.6)$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ (2\pi - 0) - \left[ \frac{\text{sen}(4\pi)}{2} - \frac{\text{sen}(0)}{2} \right] \right\} = \frac{1}{2} [(2\pi) - (0 - 0)] = \pi \quad (2.7)$$

Portanto o valor da perda é:

$$P = R \frac{I_0^2}{2} \quad (2.8)$$

A terceira forma refere-se ao caso em que a corrente é contínua, sendo calculada simplesmente pela equação 2.9:

$$P = RI^2 \quad (2.9)$$

### 2.2.10 Perdas no ferro: correntes de Foucault em lâminas

É recomendado que o núcleo de materiais ferromagnéticos seja laminado para que as correntes induzidas (que surgem na presença de campos variáveis) sejam minimizadas. As Figura 2.12 e Figura 2.13 representam este fenômeno, onde se tem uma indução variável  $\mathbf{B}$  no sentido do eixo  $x$ . Uma consideração a ser feita é que a espessura da chapa, denotada por “ $e$ ”, deve ser muito menor que as outras dimensões, denotadas por “ $l_x$ ” e “ $l_y$ ”. Dessa forma, o efeito destas correntes é diminuído.

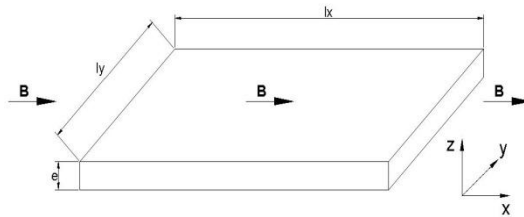


Figura 2.12 – Vista superior da penetração da indução magnética na lâmina ferromagnética.

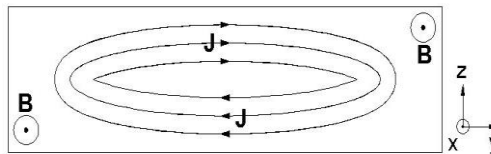


Figura 2.13 – Vista frontal da penetração da indução magnética na lâmina ferromagnética.

Conforme as figuras acima mostram, a densidade de corrente  $\mathbf{J}$  depende preponderantemente da direção “ $y$ ”. Como o campo elétrico está relacionado com a densidade de corrente através da equação 2.10, pode-se aplicar a equação de *Maxwell* 2.11.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.10)$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.11)$$

Calculando o rotacional do campo elétrico, vem:

$$\det \begin{bmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & E_y & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial B_x}{\partial t} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Resolvendo os determinantes, chega-se à equação diferencial (2.13):

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = \frac{\partial B_x}{\partial t} \quad (2.13)$$

Levando-se em conta que a densidade de corrente  $\mathbf{J}$  (e consequentemente o campo elétrico  $\mathbf{E}$ ), não pode sofrer descontinuidade, ou seja, no ponto  $z = 0$  que está localizado no meio da lâmina o valor do campo elétrico é nulo, a solução de (2.14) é dada por:

$$E_y(z) = \frac{\partial B_x}{\partial t} z \quad (2.14)$$

Para o cálculo da potência dissipada por efeito Joule, serão feitas algumas manipulações algébricas. Partindo da equação obtida da componente contínua de perdas, tem-se (2.15):

$$P = RI^2 \quad (2.15)$$

A resistência ( $R$ ) de um condutor é função de seu comprimento ( $l$ ), de sua condutividade ( $\sigma$ ) e da área da seção ( $S$ ), conforme (2.16):

$$R = \frac{l}{\sigma S} \quad (2.16)$$

Aplicando (2.15) em (2.16), tem-se:

$$P = \frac{I^2 l}{\sigma S} \quad (2.17)$$

A densidade de corrente é dada por:

$$J = \frac{I}{S} \quad (2.18)$$



Substituindo (2.17) em (2.18), tem-se:

$$P = \frac{(JS)^2 l}{\sigma S} = \frac{J^2 S l}{\sigma} \quad (2.19)$$

Podendo ser reescrita como:

$$P = \frac{J^2}{\sigma} \int ds dl \quad (2.20)$$

Aplicando (2.10) em (2.20) tem-se:

$$P = \frac{(\sigma E)^2}{\sigma} \int ds dl = \sigma E^2 \int ds dl = \int \sigma E^2 dv \quad (2.21)$$

Sabendo que o volume da lâmina é dado por:

$$V = l_x l_y e \quad (2.22)$$

Substituindo (2.21) em (2.22) e definindo os limites:

$$P_f(t) = \sigma \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_{-\frac{e}{2}}^{+\frac{e}{2}} z^2 dz dx dy \quad (2.23)$$

Resolvendo a integral, vem:

$$P_f(t) = \sigma \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 x \Big|_0^{l_x} y \Big|_0^{l_y} \frac{1}{3} z^3 \Big|_{-\frac{e}{2}}^{+\frac{e}{2}} = \quad (2.24)$$

$$= \sigma \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 l_x l_y \frac{1}{3} \left[ \left( \frac{e}{2} \right)^3 - \left( -\frac{e}{2} \right)^3 \right] = \sigma \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 l_x l_y \frac{1}{3} \left( \frac{e}{4} \right)^3 = \quad (2.25)$$

$$= \frac{\sigma l_x l_y e^3}{12} \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 = \frac{\sigma V e^2}{12} \left( \frac{\partial B_x}{\partial t} \right)^2 \quad (2.26)$$

Para o caso particular em que **B** varia senoidalmente conforme a equação 2.27, tem-se a equação 2.28.

$$B_x(t) = B_m \cos (wt) \quad (2.27)$$

$$P_f(t) = \frac{\sigma V e^2}{12} \left( \frac{\partial}{\partial t} B_m \cos (wt) \right)^2 = \frac{\sigma V e^2}{12} B_m^2 w^2 [\text{sen}(wt)]^2 \quad (2.28)$$

Para o cálculo da potência média, tem-se:

$$P_f(t) = \frac{1}{T} \int \frac{\sigma V e^2}{12} B_m^2 w^2 [\text{sen}(wt)]^2 dt \quad (2.29)$$

Como em (2.5) já foi calculado o valor da integral da função seno ao quadrado, resolve-se a integral, obtendo:

$$P_f(t) = \frac{V \sigma B_m^2 w^2 e^2}{24\pi} \int [\text{sen}(wt)]^2 dt = \frac{V \sigma B_m^2 w^2 e^2}{24\pi} \pi \quad (2.30)$$

Assim, a perda volumétrica é dada por:

$$\frac{P_f}{V} = \frac{\sigma B_m^2 w^2 e^2}{24} \quad (2.31)$$

### 2.2.11 Perdas no ferro: histerese

Quando um material ferromagnético está sujeito a um campo magnético variável no tempo, terá uma determinada curva B vs. H, que dependerá das características do material. Lembrando como já foi dito anteriormente, para materiais duros a área do ciclo de histerese será maior do que para os materiais moles. A perda por histerese surge quando se percorre o ciclo, pois ao percorrê-lo, os domínios trocam suas polaridades, consumindo energia [1], [2], [3], [4], [5]. Dessa forma, a área do ciclo representa a energia que será fornecida ao material ferromagnético, que é dada por (2.32):

$$w_h = \oint H dB \quad (2.32)$$

A equação que relaciona a potência com a energia é dada por:

$$w_h = p_h T = \frac{p_h}{f} \quad (2.33)$$

Portanto, a potência é calculada por:

$$p_h = w_h f \quad (2.34)$$

Para a determinação da potência total, o volume de material ferromagnético (associado às chapas de ferro) deve ser incluído nos cálculos. Dessa forma, tem-se:

$$P_h = p_h V = w_h f V \quad (2.35)$$

Como visto anteriormente, a área do ciclo de histerese representa a energia consumida em um ciclo. Assim, (2.35) se torna:

$$P_h = A f V \quad (2.36)$$

Porém, o principal problema para se determinar as perdas por histerese se encontra na determinação da área do ciclo. Devido a essa dificuldade, existe outra forma de estimar as perdas por histerese. Quando a forma de onda da indução magnética **B** não causa laços menores e seus valores se situam numa faixa entre 0,2 T e 1,8 T, pode-se aplicar a equação de *Steinmetz*, dada por (2.37), que fará uma aproximação do cálculo da área em questão:

$$A = w_h = K_H B^\alpha \quad (2.37)$$

As constantes  $\alpha$  e  $K_H$  dependem do material. O valor de  $K_H$  pode ser fornecido pelo fabricante das chapas, ou ainda para uma avaliação simples e rápida, pode-se utilizar os valores da Tabela 2.2, que apresenta alguns valores típicos:

Tabela 2.2 - Valores Típicos de  $K_H$ :

$K_H$	Tipos de materiais
30	Ligas de ferro-silício
250 - 300	Ligas ordinárias de ferro
$3,8 - 8,5 \times 10^3$	Materiais duros

No caso em que a forma de onda da indução apresentar laços menores, deve-se fazer uma correção na equação de *Steinmetz*. Dentre as equações utilizadas (que já foram comentadas na parte da revisão bibliográfica) pode-se citar, por exemplo, a equação 2.38 sugerida na referência [7].

$$P_{\Delta B} = K_H B_p \left[ 1 + \frac{0,65}{B_p} \sum_{i=1}^{N_+} \Delta B_i \right] \left[ \frac{J}{kg} \right] \quad (2.38)$$

onde  $K_H$  é uma constante determinada empiricamente,  $B_p$  é a amplitude da densidade de fluxo,  $N_+$  é o número de reversões no meio ciclo positivo considerado e  $\Delta B_i$  é a variação da densidade de fluxo durante a excursão ao redor do laço menor. A Figura 2.14 apresenta uma curva que contém laços menores

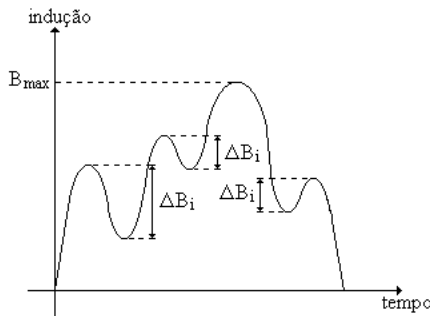


Figura 2.14 – Gráfico da indução magnética na presença de laços menores.

Analisando-se a figura 2.14, verifica-se que é necessário determinar as induções magnéticas máximas bem como as amplitudes das reversões para a aplicação da equação de *Steinmetz*, ou de outras nela baseadas para a estimação das perdas magnéticas por histerese. É neste contexto que se insere o trabalho desenvolvido nesta dissertação. Será desenvolvido um método que possa realizar a contagem de ciclos, através do cálculo dos laços menores baseado no método *Rainflow*. Com ele será possível calcular as perdas por histerese de maneira mais precisa, considerando a presença de laços menores nos ciclos.

### 2.2.12 Perdas no ferro: anômalas

Quando se calculam as perdas no ferro devido às componentes de histerese e de *Foucault* com as fórmulas tradicionais, obtém-se um valor menor do que o medido. Atribui-se a essa diferença de valores o nome de perdas anômalas [1].

As perdas anômalas ainda são fortemente discutidas, pois não se sabe ao certo como são originadas. Alguns estudos afirmam que elas se originam no momento em que ocorre a rotação de fronteiras dos domínios, quando se tem mudança de polaridade do campo [1].

## 2.3 CONCLUSÃO

Após a análise realizada, pode-se concluir que uma prévia introdução relativa aos conceitos de materiais magnéticos é fundamental para que se possa compreender a origem e os principais tipos de perdas existentes, que são as seguintes [1-5]:

- a. Perdas no cobre;
- b. Perdas no ferro: correntes de *Foucault* em lâminas;
- c. Perdas no ferro: histerese;
- d. Perdas no ferro: anômalas ou excedentes.

As perdas no cobre, também conhecidas como perdas Joule, estão diretamente relacionadas ao aquecimento de um dispositivo eletromagnético.

As perdas volumétricas no ferro devido às correntes de *Foucault* em lâminas aumentam quadraticamente com o aumento da frequência, quadraticamente com o aumento da espessura da chapa, quadraticamente com a amplitude da densidade de fluxo magnético e diretamente com a condutividade do material. Dessa forma, quanto mais fina e menos condutora for a chapa, menores serão estas perdas. Para valores nulos de frequência, ou seja, para corrente contínua, não existem perdas por correntes de *Foucault*.

As perdas por histerese podem ser aproximadas por uma equação que necessita, além das constantes empíricas, apenas do valor da indução magnética, desde que não existam laços menores. Caso ocorram laços menores, devem-se utilizar outras equações que consideram os parâmetros relativos aos laços menores. Também deve ser analisada a existência de simetria do sinal, pois em caso de assimetria, é necessário escolher adequadamente o modelo que deve ser utilizado.

### 3 DESENVOLVIMENTO DO MÉTODO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Dentro da área da engenharia mecânica existem diversos problemas indesejáveis, como os relacionados à trinca. Para sua correta estimativa, buscou-se desenvolver um método eficaz que apresente boa precisão. De uma forma geral, o crescimento da trinca pode ser aproximadamente calculado por uma expressão da seguinte forma [27]:

$$\dot{a} = C (\Delta K)^m \quad (3.1)$$

Onde:

$\dot{a}$ : Crescimento da trinca;

$C$ : Constante que depende das propriedades do material, frequência de aplicação da carga e outras variáveis secundárias.

$\Delta K$ : Faixa de variação do fator de intensidade de tensão correspondente a  $\Delta\sigma$ ;

$m$ : Constante empírica.

A Figura 3.1 ilustra um sinal composto pelos eixos tensão mecânica e tempo. Neste exemplo buscou-se identificar os parâmetros que influenciam na determinação da trinca do material que está sendo analisado. Observando-a percebe-se que existem quatro ciclos principais, representados respectivamente por  $\Delta T1$ ,  $\Delta T2$ ,  $\Delta T3$  e  $\Delta T4$ .

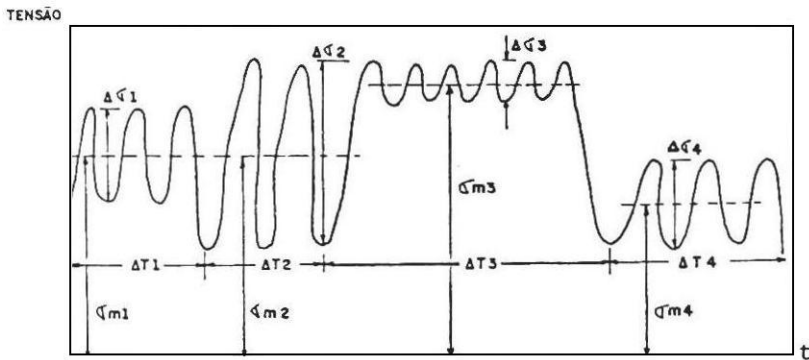


Figura 3.1 - Carregamento aleatório utilizado para o cálculo da trinca. [27]

Para a estimação da trinca, foram desenvolvidos diversos métodos. Entretanto, que apresentou os melhores resultados sob o ponto de vista de exatidão perante os demais foi o método da contagem de ciclos, também conhecido como *Rainflow* [27].

Como o objetivo principal do trabalho é determinar as perdas por histerese, que estão diretamente relacionadas ao número de ciclos de um sinal e à variação da indução, utiliza-se como base o método *Rainflow*. Porém realizando uma analogia entre tensão mecânica e indução magnética. É interessante observar que a equação 3.1 é semelhante à equação de *Steinmetz*, apresentada pela equação 2.37, confirmando a analogia comentada.

### 3.2 MÉTODO RAINFLOW

A proposta inicial do método da contagem de ciclos foi elaborada por M. Matsuiski e T. Endo, relacionando a tensão mecânica com o tempo. A escolha pelo nome se dá devido à observação do efeito da chuva caindo sobre um telhado [25], [26], [28]. A Figura 3.2 ilustra o método *Rainflow*.

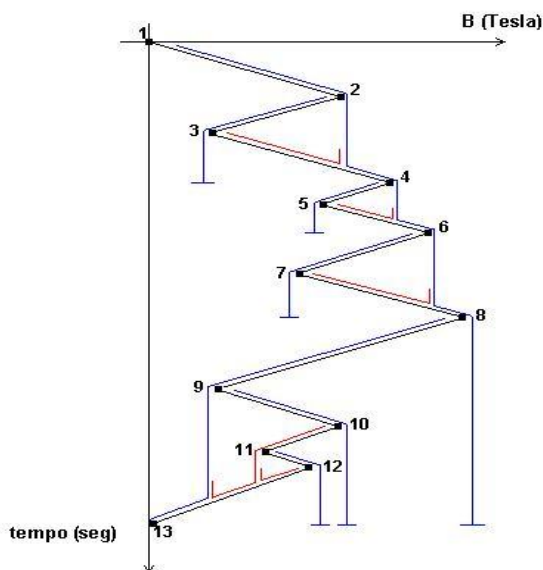


Figura 3.2 – Apresentação do método Rainflow [28].

A definição teórica do método *Rainflow* pode ser resumida em cinco regras básicas [28]. A primeira está diretamente relacionada ao número de picos e vales do sinal, afirmando que o início de um fluxo se dá em cada pico e em cada vale do sinal.

A segunda afirma que quando um fluxo iniciado em um mínimo atinge um máximo, pode completar meio ciclo se o mínimo seguinte for mais significativo do que o inicial. Por exemplo, o ponto de mínimo 11 atinge seu ponto de máximo no ponto 12, completando meio ciclo, pois o ponto de mínimo seguinte é mais significativo (ponto 13).

A terceira regra é semelhante à segunda. Ela afirma que um fluxo iniciado em um máximo completa meio ciclo quando passa por um máximo mais positivo do que o inicial. Por exemplo, o fluxo iniciado pelo ponto de máximo 2 completa meio ciclo quando passa pelo ponto 4 (que é um ponto de máximo mais significativo).

A quarta regra trata dos casos em que ocorre um “choque” entre os fluxos, afirmando que no caso de um fluxo recém-criado interceptar outro fluxo que vem de um ponto anterior, ele se extinguirá, indicando que foi completado meio ciclo. Por exemplo, o fluxo iniciado no ponto 3 se extingue antes de atingir o ponto 4, pois ele é interceptado pelo fluxo que vem do ponto 1.

A quinta e última regra diz respeito à formação dos ciclos, afirmando que os meios ciclos que foram fechados definem a magnitude da variação da indução magnética  $\Delta B$  pela projeção dos pontos que formam o ciclo.

O principal problema encontrado para a aplicação do método *Rainflow* para os casos relacionados à histerese magnética, refere-se ao fato de que para se determinar as perdas, deve-se ter o número de ciclos completos, e não os de meio-ciclos.

Assim, utilizou-se o método *Rainflow* como base para se criar um algoritmo que pudesse funcionar bem para qualquer tipo de sinal, identificando o número de ciclos totais. Esse novo contador de ciclos desenvolvido será apresentado a seguir, em detalhes.



### 3.3 CONTADOR DE CICLOS

#### 3.3.1 Visão geral do método

Antes de detalhar o método desenvolvido, será apresentada uma visão geral que tem por objetivo mostrar a ideia principal do algoritmo. A metodologia se divide em onze etapas conforme abaixo:

- 1) Inicia-se com a leitura de um arquivo com os pontos que definem a curva indução vs. tempo. Em alguns casos, como por exemplo, nos sinais obtidos de um motor de relutância, pode-se ter uma curva de indução vs. rotação (variando de 0 a 360°). Portanto é necessário que o algoritmo realize a transformação de rotações [°] para tempo [s], quando necessário;
- 2) Buscam-se, em todo o sinal analisado, os pontos relativos ao máximo global e ao mínimo global. A diferença entre eles é chamada de “dbi”, que será utilizada mais à frente. Após isso, define-se como *offset* a indução relativa ao primeiro ponto;
- 3) Com a definição do offset, deslocam-se todos os pontos de *offset* unidades, ou seja, o primeiro ponto será relativo à indução zero;
- 4) Identificam-se todos os pontos de máximo e de mínimo do sinal. Após isso, cada ponto de máximo é aumentado de um valor relativo a 1% de “dbi” e cada ponto de mínimo é diminuído pelo mesmo valor;
- 5) Nesta etapa é verificada a necessidade de se realizar a busca pelo ponto provável de fechamento do ciclo. Em caso negativo, todos os pontos são recuperados (as induções assumem seus respectivos valores originais) e tem-se o último ponto como o próprio ponto de fechamento do ciclo. A próxima etapa realizada será a de número 9 (pois não há necessidade de determinar o último ponto). Em caso afirmativo começa-se a busca pelo ponto provável de fechamento do ciclo e segue-se com a etapa 6;
- 6) Realiza-se a procura por prováveis pontos de fechamento de ciclo em todo o sinal. Em cada ponto encontrado, é feita a seguinte pergunta: A diferença entre o ponto de máximo e o ponto de mínimo é maior ou igual a 80% do “dbi”? Em caso negativo, esse ponto não é mais um provável ponto de fechamento de ciclo. Em caso afirmativo, mantém-se esse

ponto como um provável ponto de fechamento de ciclo. Após a análise de todo o sinal, o algoritmo verifica se os prováveis pontos de fechamento do ciclo são similares. Em caso afirmativo, toma-se como último ponto, o primeiro provável ponto de fechamento do ciclo, descartando os demais pontos por serem repetições do primeiro ciclo formado. Em caso negativo, toma-se como último ponto, o último provável ponto de fechamento do ciclo;

- 7) Nesta etapa é verificado se é necessário truncar o sinal. Isso é feito para que o último ponto coincida exatamente com o primeiro ponto, fechando o ciclo principal;
- 8) Ocorre a nova identificação dos pontos de máximo e dos pontos de mínimo do sinal truncado. Desta vez eles serão utilizados para a estimação dos possíveis ciclos menores;
- 9) É considerada a etapa mais importante do método. Aqui o algoritmo busca cada ponto de máximo. Após localizá-lo, procura algum ponto igual ou maior do que ele, pela direita e pela esquerda. Encontrado esse ponto, tem-se ali um ciclo, com a identificação de todos os parâmetros necessários para o cálculo das perdas (variação da indução, frequência e nível contínuo);
- 10) Nessa etapa, verifica-se a possível existência de um ciclo completo entre o primeiro e o último ponto. Isto se faz necessário pois em determinadas análises não ocorre um ciclo completo entre os pontos inicial e final;
- 11) Finalmente aqui são realizados os cálculos que objetivam estimar as perdas por histerese do sinal analisado.

### **3.3.2 Implementação da metodologia**

Após essa breve visão geral do método, detalhar-se-á todas as etapas. Para auxiliar no processo de exemplificação, serão utilizadas diversas figuras que ilustram o comportamento do algoritmo de acordo com os sinais que estão sendo analisados. O sinal utilizado como modelo será o apresentado na Figura 3.3

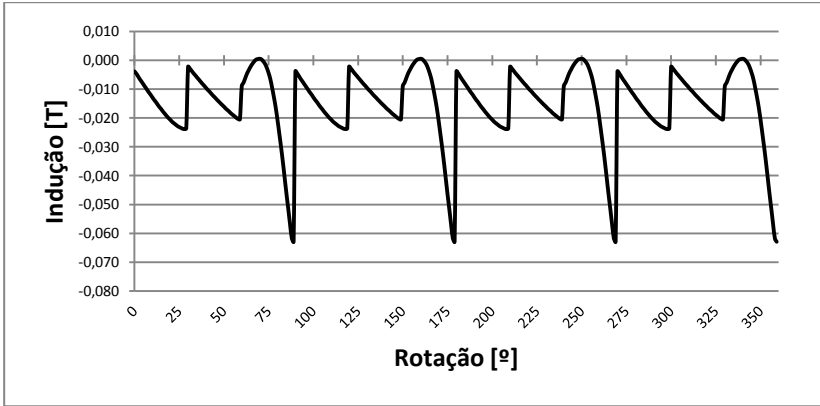


Figura 3.3 – Modelo de sinal de entrada, obtido de uma máquina de relutância [6], utilizado para exemplificação do método.

## Etapa 1

Inicialmente o algoritmo realiza a leitura dos arquivos. Após a leitura, solicita-se o tipo de grandeza referente ao eixo x do sinal dado. Isso se faz necessário, pois dependendo do sinal que se deseja trabalhar é fornecida uma determinada grandeza. Sabe-se que o eixo y é o eixo da indução magnética  $B$ , dado em Tesla. Já o eixo x pode ser o eixo do tempo, dado em segundos, ou pode ser o eixo da rotação, dado em graus. A Figura 3.4 mostra a opção de escolha fornecida pelo programa.

```
Escolha a opcao desejada:
=====
1. Transformacao de graus em tempo;
2. Sem transformacao.
R:
```

Figura 3.4 – Opções disponíveis no início do programa.

## Etapa 2

Caso a opção anterior fosse “Sem transformação”, o programa iria manter os dados de leitura, pois os valores estariam apresentados na forma correta. Entretanto, neste exemplo, o eixo x refere-se à rotação. Portanto a opção escolhida deve ser “Transformação de graus em tempo”. Logo, o algoritmo irá realizar a seguinte operação matemática:

A velocidade angular, em rotações por minuto, é dada pela equação 3.2 :

$$N[\text{RPM}] = \frac{\Delta\theta[^\circ]}{\Delta t[\text{s}]} \quad (3.2)$$

Sabe-se que uma rotação tem  $360^\circ$  e um minuto tem 60 segundos, logo:

$$N[\text{RPM}] = N \left[ \frac{360^\circ}{60\text{s}} \right] = 6 \cdot N \left[ \frac{^\circ}{\text{s}} \right] \quad (3.3)$$

Substituindo 3.2 em 3.3, vem:

$$6 \cdot N \left[ \frac{^\circ}{\text{s}} \right] = \frac{\Delta\theta[^\circ]}{\Delta t[\text{s}]} \quad (3.4)$$

Isolando a variável “tempo” na equação 3.4, chega-se em 3.5:

$$\Delta t[\text{s}] = \frac{\Delta\theta[^\circ]}{6 \cdot N \left[ \frac{^\circ}{\text{s}} \right]} = \frac{\Delta\theta}{6 \cdot N} [\text{s}] \quad (3.5)$$

Onde:

$\Delta t$  = Tempo [s];

$\Delta\theta$  = Rotação [°];

$N$  = Velocidade [RPM].

Portanto, os pontos referentes ao deslocamento angular  $\Delta\theta$  são divididos pela velocidade, em rotações por minuto e multiplicada por um fator 6. Dessa forma é possível montar a tabela apresentada na Figura 3.5 que relaciona o tempo com a indução magnética. A primeira coluna refere-se ao ponto, enquanto que a segunda refere-se ao tempo e por fim, a terceira coluna refere-se à indução. Como são lidos 360 pontos, são apresentados apenas os pontos finais na tela.

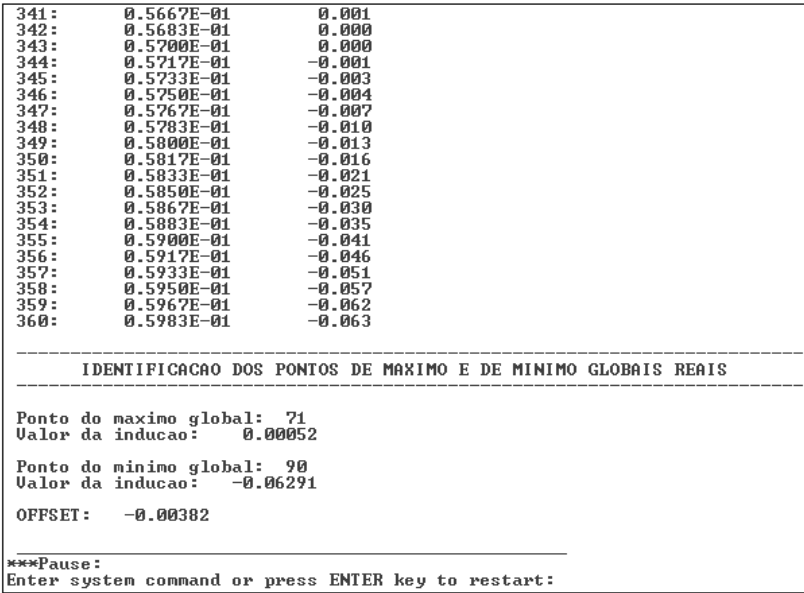


Figura 3.5 – Impressão parcial dos pontos presentes no arquivo de leitura da forma de onda da Figura 3.3.

Após a montagem da tabela, o programa irá identificar quais são os pontos de máximo global, de mínimo global e o deslocamento do primeiro ponto em relação ao ponto de indução igual a zero, aqui chamado de *offset* da forma de onda. Vale lembrar que o deslocamento será dado sempre pelo primeiro ponto. Assim, para o caso em análise, a indução do primeiro ponto é igual a -0,00382 T, logo o *offset* será de -0,00382 T.

Etapa 3

Definido o *offset* da forma de onda, todos os pontos serão deslocados por esse valor, conforme a equação 3.6.

$$b(i) = b(i) - off \tag{3.6}$$

onde i é o ponto do sinal (local), variando de 1 até o número de pontos (np); b(i) é o valor da indução no ponto i; off é o valor do *offset*, definido por b(1).

O primeiro ponto sempre assumirá a posição zero para que o algoritmo possa identificar corretamente o fechamento do período no mesmo ponto. Dessa forma, durante a análise do sinal total, sempre que existir um ponto localizado na posição zero, existe a possibilidade de ser um ponto provável de fechamento do período. A figura 3.6 ilustra parcialmente o resultado final após a aplicação do *offset*.

341:	0.567E-01	0.004
342:	0.568E-01	0.004
343:	0.570E-01	0.003
344:	0.572E-01	0.003
345:	0.573E-01	0.001
346:	0.575E-01	-0.001
347:	0.577E-01	-0.003
348:	0.578E-01	-0.006
349:	0.580E-01	-0.009
350:	0.582E-01	-0.013
351:	0.583E-01	-0.017
352:	0.585E-01	-0.022
353:	0.587E-01	-0.026
354:	0.588E-01	-0.031
355:	0.590E-01	-0.037
356:	0.592E-01	-0.042
357:	0.593E-01	-0.048
358:	0.595E-01	-0.053
359:	0.597E-01	-0.058
360:	0.598E-01	-0.059

---

\*\*\*Pause:  
Enter system command or press ENTER key to restart:

Figura 3.6 – Deslocamento dos pontos finais do sinal de acordo com o *offset*.

Ainda nessa etapa, o programa irá definir o valor da variação da indução do sinal, chamada de “dbi”. Para sua determinação, subtrai-se o valor referente à indução máxima com o valor referente à indução mínima.

#### Etapa 4

Na etapa seguinte, o objetivo do programa é identificar todos os pontos de máximo e de mínimo do sinal. A tela, parcialmente exibida na Figura 3.7, mostra a localização de todos os pontos de máximo e de todos os pontos de mínimo da forma de onda. Também apresenta seus respectivos valores de indução antes e depois da alteração que será detalhada abaixo.

IDENTIFICACAO DOS PONTOS DE MAXIMO E DE MINIMO LOCAIS	
Os pontos de maximo locais serao aumentados de 1% de dbi Os pontos de minimo locais serao diminuidos de 1% de dbi Caso o ultimo ponto esteja entre +/- 0.05*dbi+b(1), b(np)=b(1)	
b(1):	0.00000
b(1)+0.05*dbi:	0.00317
b(1)-0.05*dbi:	-0.00317
b(np):	-0.05908
O ponto 29 eh um ponto de minimo!	
Inducao Anterior:	-0.02003
Inducao Posterior:	-0.02066
O ponto 31 eh um ponto de maximo!	
Inducao Anterior:	0.00157
Inducao Posterior:	0.00220
O ponto 60 eh um ponto de minimo!	
Inducao Anterior:	-0.01665
Inducao Posterior:	-0.01728
O ponto 71 eh um ponto de maximo!	
Inducao Anterior:	0.00434
Inducao Posterior:	0.00498
O ponto 90 eh um ponto de minimo!	
Inducao Anterior:	-0.05909
Inducao Posterior:	-0.05972

Figura 3.7 – Identificação parcial dos pontos de mínimo e de máximo do sinal.

Durante a identificação, com o auxílio da variável “dbi” (determinada anteriormente), todos os pontos de máximo são aumentados de um valor de 1% de “dbi”, enquanto que os pontos de mínimo são diminuídos de um valor de 1% de “dbi”. O valor de 1% de “dbi” foi arbitrado de tal forma que não distorcesse tanto o sinal e que ao mesmo tempo pudesse ter um resultado visível.

Com relação ao último ponto, também se faz necessário colocar uma condição. Assim, caso ele esteja entre +/- 5% de “dbi”+b(1), ele será considerado como se fosse igual ao ponto b(1). Dessa vez o intervalo (5%) é um pouco maior do que o anterior (1%), pois é fundamental que o algoritmo consiga “enxergar” corretamente o fechamento do ciclo principal. Logo, com um intervalo maior, aumentam-se as chances de encontrar o ponto de fechamento.

Em exemplos fictícios ou genéricos, nada disso seria necessário, pois os pontos são fornecidos corretamente. Entretanto, em casos reais de medidas, toda essa manipulação é necessária para que o algoritmo se comporte bem, pois os pontos fornecidos geralmente estão contaminados por harmônicos, erros de medidas e outros problemas que acabam gerando pontos delicados de serem analisados.

Quando essa técnica é aplicada, os pontos de máximos e os pontos de mínimos ganham um maior destaque perante os demais, facilitando suas respectivas identificações e por consequência, facilitando a contagem dos ciclos. É importante lembrar que esse procedimento tem a finalidade apenas de auxiliar na identificação dos ciclos. Após, os pontos voltarão a assumir seus valores originais. A Figura 3.8 ressalta a importância da técnica apresentada.

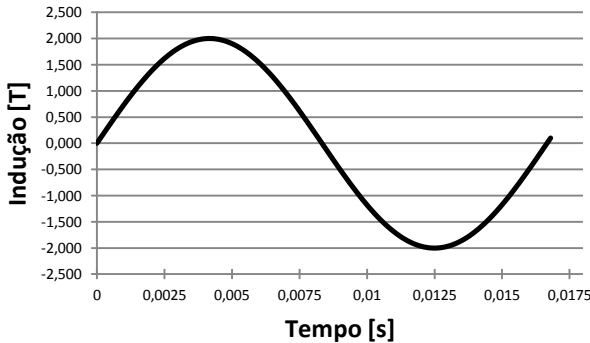


Figura 3.8 – Fechamento do ciclo principal de um sinal aleatório.

Analisando-a, percebe-se que caso fossem fornecidos menos pontos, não seria possível completar o ciclo principal do sinal, mesmo que intuitivamente se fechasse. Por exemplo, se a indução do último ponto fosse  $-0,001\text{ T}$ , o algoritmo não conseguiria identificá-lo, pois o fechamento de ciclo se dá apenas para pontos iguais ou maiores ao ponto inicial  $b(1) = 0,000\text{ T}$ . Assim, aplicando o método acima no último ponto tem-se:

$$b(np) = \pm \frac{5}{100} \cdot dbi + b(1) = \pm \frac{5}{100} \cdot (2 + 2) + 0 = \pm 0,20 \quad (3.7)$$

Portanto, caso o último ponto estiver no intervalo compreendido entre  $-0,20$  e  $+0,20$ , o algoritmo identifica-o como sendo um ponto 0, ou seja,  $b(np) = b(1) = 0$ . Como nesse exemplo existem pontos anteriores ao último ponto que são identificados pelo programa, o fechamento do ciclo se dá no primeiro ponto que for igual ou maior do que o ponto inicial  $b(1)$ . Assim, pode-se realizar o fechamento do ciclo principal.



Etapa 5

Para que a busca seja realizada, o usuário deve selecionar a opção “Sim”, no momento em que se solicitar a busca pelo provável ponto de fechamento do período, mostrada na Figura 3.9.

Deseja fazer a busca pelo provavel ponto de fechamento do periodo?

=====

1. Sim;

2. Nao.

R:

Figura 3.9 – Busca pelo provável ponto de fechamento do período.

Nessa etapa o algoritmo apresenta a opção de calcular o ponto em que se fecha o período (descartando os pontos excedentes) ou aceitar que os pontos fornecidos sejam todos utilizados. Se for escolhida a opção “2”, todos os pontos serão considerados para os eventos futuros. Entretanto neste exemplo será escolhida a opção “1”. Portanto devem-se seguir as próximas etapas, objetivando estimar o ponto de fechamento do período.

Etapa 6

Para o caso em que é necessário realizar a busca pelo provável ponto de fechamento do ciclo, será mostrada novamente a figura relativa ao exemplo inicial, porém dessa vez com o sinal deslocado pelo *offset*, calculado anteriormente.

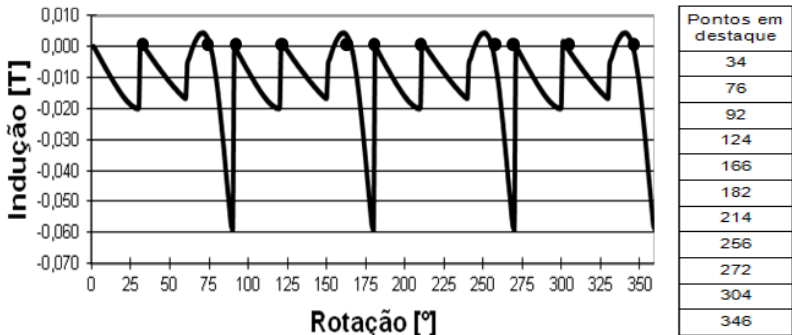


Figura 3.10 – Modelo de sinal de entrada deslocado, obtido de uma máquina de relutância [6], utilizado para exemplificação do método.

Nela é possível observar que existem quatro ciclos fechados. Assim, é interessante que o programa consiga identificá-los para que se possa realizar a contagem dos pontos no primeiro fechamento de período (próximo do ponto 90). A primeira operação realizada mostra a soma dos módulos das induções máximas e mínimas do sinal. Serão considerados dois valores: o primeiro equivalente a 100% dessa soma, ou seja, 100% de “dbi” enquanto que o segundo representa 80% dessa soma, ou seja, 80% de “dbi”.

O valor limite mínimo é estipulado em 80% com base em testes realizados com vários sinais. Poderia ser estimado em um pouco mais ou um pouco menos, porém decidiu-se adotar como referência o valor de 80%. Após a determinação dos valores de máximo (100%) e de mínimo (80%), o algoritmo irá determinar se a curva é do tipo crescente ou decrescente. Depois é feita a busca pelos prováveis pontos de fechamento do período, considerando que “i” é o ponto em análise (começando por  $i=3$ ).

Caso crescente:

$$\text{Se } b(i) \geq b(1) . \text{AND} . b(i-1) < b(1) \quad (3.8)$$

Caso decrescente:

$$\text{Se } b(i) \leq b(1) . \text{AND} . b(i-1) > b(1) \quad (3.9)$$

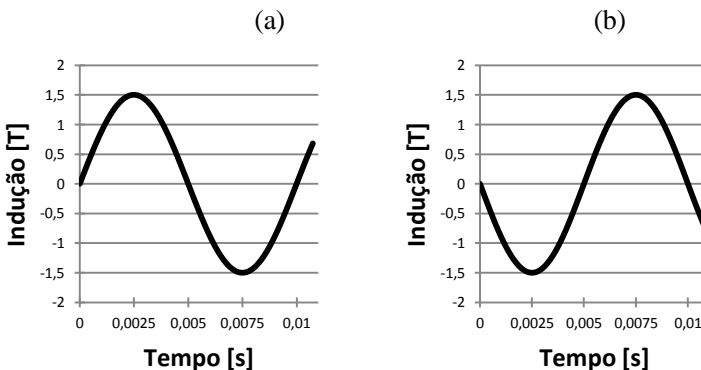


Figura 3.11 – Determinação do fechamento do ciclo.

(a) sinal crescente; (b) sinal decrescente.

Como no exemplo considerado o tipo de curva é decrescente, aplica-se a equação 3.9. Assim é possível apontar todos os pontos

prováveis de fechamento de ciclo, que nesse caso são os seguintes pontos: 34, 76, 92, 124, 166, 182, 214, 256, 272, 304 e 346. Essa é a primeira etapa realizada para se determinar os possíveis pontos de fechamento do período.

A segunda etapa consiste em calcular os pontos de máximo e de mínimo dentro do intervalo calculado anteriormente. Se a variação da indução ( $\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$ ) estiver dentro do limite estipulado (de 80% a 100% de “dbi”), o intervalo é considerado como sendo um fechamento de período. Caso contrário, não é considerado como um período de fechamento de período.

Finalmente, caso as etapas 1 e 2 tenham sido plenamente atingidas, o algoritmo irá somar os valores das induções de todos os pontos presentes no fechamento do período em questão e depois dividir pelo ponto de fechamento atual subtraído pelo ponto de fechamento anterior, obtendo um valor.

Por exemplo, do ponto 1 até o ponto 34 ( que é o primeiro ponto provável de fechamento de período), o ponto de máximo é o 31 e o ponto de mínimo é o 29. Nesse intervalo, o  $\Delta B$  calculado está fora do limite mínimo (80% de “dbi”) e, portanto não é considerado um fechamento de período. Do ponto 35 ao ponto 76 (segundo ponto provável de fechamento do período), o ponto de máximo é o ponto 71 e o ponto de mínimo é o 60. Nesse intervalo, o  $\Delta B$  calculado também está fora do limite mínimo e, portanto não é considerado um fechamento de período. Do ponto 77 ao ponto 92, o ponto de máximo é o ponto 91 e o ponto de mínimo é o ponto 92. Aqui, o  $\Delta B$  calculado está dentro do limite e, portanto é considerado um ponto de fechamento de período. Repete-se esse processo para os outros possíveis fechamentos de período.

Após todos os cálculos realizados, existirão três intervalos que satisfazem as condições impostas: os intervalos 77-92, 167-182 e 257-272. Todo esse procedimento é ilustrado conforme a Figura 3.12.

---

 PROVAVEIS PONTOS DE FECHAMENTO DO PERIODO
 

---

|Bmax|+|Bmin|

Valor maximo <100% de dbi>: 0.06343  
 Valor minimo < 80% de dbi>: 0.05074

Tipo de curva

Curva com inducoes iniciais decrescentes!

Ponto: 34

Ponto de maximo: 31. Inducao: 0.002  
 Ponto de minimo: 29. Inducao: -0.021  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.02286  
 O ppfc do ponto 34 nao engloba o max ou min global!

Ponto: 76

Ponto de maximo: 71. Inducao: 0.005  
 Ponto de minimo: 60. Inducao: -0.017  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.02226  
 O ppfc do ponto 76 nao engloba o max ou min global!

Ponto: 92

Ponto de maximo: 91. Inducao: 0.001  
 Ponto de minimo: 90. Inducao: -0.060  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.06036  
 O ponto 92 eh um ppfc dentro dos limites  
 Soma(abc): 4.82358  
 Soma/numeroppfc eh: 0.05243

Ponto: 124

Ponto de maximo: 121. Inducao: 0.002  
 Ponto de minimo: 119. Inducao: -0.021  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.02285  
 O ppfc do ponto 124 nao engloba o max ou min global!

Ponto: 166

Ponto de maximo: 161. Inducao: 0.005  
 Ponto de minimo: 150. Inducao: -0.017  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.02226  
 O ppfc do ponto 166 nao engloba o max ou min global!

Ponto: 182

Ponto de maximo: 181. Inducao: 0.001  
 Ponto de minimo: 180. Inducao: -0.060  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.06034  
 O ponto 182 eh um ppfc dentro dos limites  
 Soma(abc): 4.76052  
 Soma/numeroppfc eh: 0.05289

Ponto: 214

Ponto de maximo: 211. Inducao: 0.002  
 Ponto de minimo: 209. Inducao: -0.021  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.02286  
 O ppfc do ponto 214 nao engloba o max ou min global!

Ponto: 256

Ponto de maximo: 251. Inducao: 0.005  
 Ponto de minimo: 240. Inducao: -0.017  
 Inducoes: |bmax| + |bmin|: 0.02226  
 O ppfc do ponto 256 nao engloba o max ou min global!

```

Ponto: 272
-----
Ponto de maximo: 271. Inducao: 0.001
Ponto de minimo: 270. Inducao: -0.060
Inducoes: ibmax! + ibmin!: 0.06031
0 ponto 272 eh um ppfc dentro dos limites
Soma(abc): 4.76004
Soma/numeroppfc eh: 0.05289

Ponto: 304
-----
Ponto de maximo: 301. Inducao: 0.002
Ponto de minimo: 299. Inducao: -0.021
Inducoes: ibmax! + ibmin!: 0.02284
0 ppfc do ponto 304 nao engloba o max ou min global?

Ponto: 346
-----
Ponto de maximo: 341. Inducao: 0.005
Ponto de minimo: 330. Inducao: -0.017
Inducoes: ibmax! + ibmin!: 0.02226
0 ppfc do ponto 346 nao engloba o max ou min global?

Conclusao
-----
Existe(m) 3 ponto(s) provave(l)(is) de fechamento do periodo.
0 ultimo ppfc eh: 272
0 valor de np eh: 360
0 valor de ci eh: 4

```

Figura 3.12 – Possíveis pontos de fechamento do período.

Após a apresentação dos prováveis pontos de fechamento do período, o algoritmo irá ter três opções a serem analisadas. A primeira opção trata do caso em que não ocorre o fechamento do ciclo. Nesse caso, o programa será finalizado. A segunda opção trata do caso em que existe apenas um ponto provável de fechamento de período, porém com pontos extras. Nesse caso não se podem desprezar os pontos que estão depois do ponto provável de fechamento de período, pois poderia se tratar de um sinal aleatório composto por todos os pontos.

Portanto, é feita uma comparação entre os pontos para se determinar se há certa similaridade entre eles. O fator de erro escolhido nesse caso é de 5% para mais ou para menos. Em caso positivo, o provável ponto de fechamento do período é escolhido como o primeiro ponto e essa etapa é finalizada. Em caso negativo, considera-se todos os pontos como pertencentes ao sinal. Assim, o último ponto seria o ponto provável de fechamento do período.

No exemplo em questão, tem-se o caso em que há uma similaridade entre os pontos. Dessa forma, o período está completo no ponto de fechamento de período (primeiro ciclo formado), ocorrendo o descarte dos pontos excedentes. Caso fosse um sinal muito distorcido [6] como o mostrado na Figura 3.13, não haveria uma similaridade e, portanto todos os pontos seriam pertencentes ao ciclo.

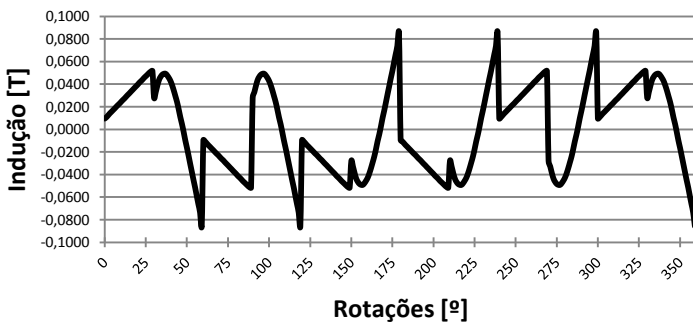


Figura 3.13 – Exemplo de não similaridade entre os pontos.

Existe ainda o terceiro e último caso, em que ocorre o cruzamento por duas ou mais vezes do sinal pelo eixo. Nesse caso, o algoritmo irá determinar se existe certa uniformidade entre os pontos de fechamento de período calculados anteriormente. Para isso, irá comparar os valores armazenados em cada ciclo fechado da seguinte forma: somam-se as induções de cada ponto que define um provável período, dividindo-se pelo número de pontos que compõem o mesmo período. Por exemplo, no caso analisado têm-se três prováveis pontos de fechamento do período que são os seguintes: 92, 182 e 272. Portanto os intervalos a serem analisados são os seguintes: 1-92, 92-182 e 182-272. Os cálculos são apresentados abaixo:

$$ah_1 = \frac{\sum_{i=1}^{92} b(i)}{92 - 0} \quad (3.10)$$

$$ah_2 = \frac{\sum_{i=92}^{182} b(i)}{182 - 92} \quad (3.11)$$

$$ah_3 = \frac{\sum_{i=182}^{272} b(i)}{272 - 182} \quad (3.12)$$

Para que o sinal possua uma uniformidade, é estipulado um intervalo entre 90% e 110% do  $ah_1$  formado. Esse intervalo foi determinado com base em testes realizados com diversos sinais, buscando um equilíbrio e um resultado coerente. Como é possível analisar no exemplo em questão, os três valores possuem uma uniformidade e, portanto o fechamento do ciclo se dá no primeiro ciclo, ou seja, no ponto 92. Caso não existisse essa uniformidade, o ponto de

fechamento seria o último ponto, ou seja, o ponto 272. A Figura 3.14 mostra o resultado do programa.

```

=====
REQUISITO NECESSARIO PARA A VALIDACAO DOS PERIODOS FECHADOS
=====
Os periodos completos possuem uma certa uniformidade?
-----
Dados do primeiro fechamento ah1:    0.05243
Dados do segundo fechamento ah2:    0.05289
Dados do terceiro fechamento ah3:    0.05289
Limite minimo 0,90*ah1:              0.04719
Limite maximo 1,10*ah1:              0.05767

Conclusao:
-----
Sim, possuem uma certa uniformidade. Portanto:
O numero de pontos eh dado pelo primeiro ppfc!
O ciclo esta completo no ponto:  92
  
```

Figura 3.14 – Determinação da uniformidade do sinal.

Encontrado o ponto de fechamento do ciclo, pode-se dar continuidade ao processo, excluindo todos os pontos que estavam em excesso. Assim, o sinal que originalmente tinha 360 pontos, agora passa a ter 92, pois os demais são repetições do primeiro ciclo formado.

### Etapa 7

```

=====
IDENTIFICACAO DO PONTO EXCEDENTE
=====
b(1)  :    0.00000
b(np-1):    0.00064
b(np)  :   -0.00073
t(np-1): 0.1500E-01
t(np)  : 0.1517E-01

Deseja truncar o sinal?
=====
1. Sim;
2. Nao.
R:
  
```

Figura 3.15 – Escolha da opção de truncamento do sinal.

Determinado o último ponto, a próxima etapa do algoritmo é oferecer a opção de truncar ou não o sinal. Caso o último ponto coincida exatamente com o primeiro ponto, não é necessário truncar o sinal. Porém na maioria dos casos, esse fato não é verdade. Assim, se faz necessário realizar o truncamento do sinal. Para facilitar o entendimento desse ponto, será analisada a Figura 3.16. Na Figura 3.16 (a) encontra-se um sinal sem o truncamento. Já na Figura 3.16 (b) encontra-se o sinal truncado.

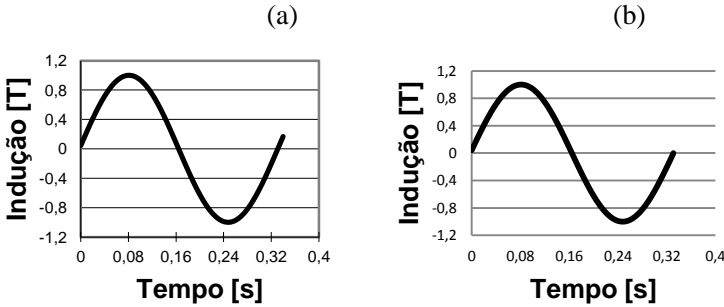


Figura 3.16 - Identificação do ponto excedente.  
(a) sinal original; (b) sinal truncado.

O truncamento do sinal é realizado baseado no princípio da semelhança de triângulos. Para isso, considera-se o último ponto do sinal, com valor de indução  $b_2$  e valor de tempo  $t_2$ , e o penúltimo ponto, com valor de indução  $b_1$  e valor de tempo  $t_1$ . O ponto  $bm$  é o ponto idêntico ao primeiro ponto do sinal dado por B(1), cujo valor de tempo será calculado.

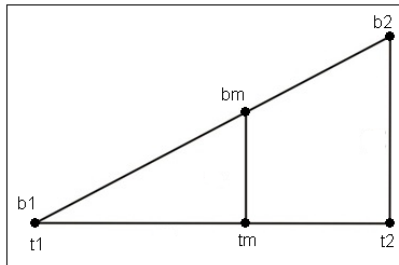


Figura 3.17 – Princípio da semelhança de triângulos.

Pela semelhança de triângulos, tem-se:

$$\frac{t_2 - t_1}{t_m - t_1} = \frac{b_2 - b_1}{b_m - b_1} \quad (3.13)$$

Isolando o termo “ $t_m$ ”, vem:

$$t_m = t_1 + \frac{(b_m - b_1) \cdot (t_2 - t_1)}{(b_2 - b_1)} \quad (3.14)$$



Fazendo uma analogia com os parâmetros do programa e sabendo que a indução do ponto truncado é igual ao primeiro ponto, ou seja,  $B(1) = B_m = 0$  T, a equação que determina o valor do tempo no último ponto (truncado) é dada por:

$$ttt(np) = ttt(np - 1) + \frac{[ttt(np) - ttt(np - 1)] \cdot [-b(np - 1)]}{[b(np) - b(np - 1)]} \quad (3.15)$$

Portanto quando a opção de truncar o sinal é escolhida, a tela exibida é a mostrada na Figura 3.18. Nela o programa apresenta o valor da indução antes e depois do truncamento, juntamente com o valor do tempo. Depois o algoritmo recupera todos os pontos originais, subtraindo o offset.

```

Existe 1 ponto excedente que sera truncado!
O ponto excedente eh o 92, com valor de inducao de: -0.001
Novo valor de inducao: 0.00000
Novo valor de tempo: 0.1508E-01
O numero de pontos do sinal eh: 92

Deslocamento do primeiro ponto:
-----

O ponto 1 eh um ponto de maximo!
Inducao Anterior: 0.00000
Inducao Posterior: 0.00063

Recuperacao dos valores originais dos pontos de maximo e de minimo
-----

O ponto 29 eh um ponto de minimo!
Inducao Anterior: -2.066229E-02
Inducao Posterior: -2.002800E-02

O ponto 31 eh um ponto de maximo!
Inducao Anterior: 2.200293E-03
Inducao Posterior: 1.566000E-03

O ponto 60 eh um ponto de minimo!
Inducao Anterior: -1.728229E-02
Inducao Posterior: -1.664800E-02

O ponto 71 eh um ponto de maximo!
Inducao Anterior: 4.975593E-03
Inducao Posterior: 4.341300E-03

O ponto 90 eh um ponto de minimo!
Inducao Anterior: -5.972229E-02
Inducao Posterior: -5.908800E-02

O ponto 91 eh um ponto de maximo!
Inducao Anterior: 6.382930E-04
Inducao Posterior: 4.000040E-06

```

Figura 3.18 – Truncamento do sinal.

## Etapa 8

Encontrado e truncado o último ponto, o programa recalcula e apresenta os pontos de máximo e os pontos de mínimo, conforme a figura 3.19. Dessa vez essa identificação se faz necessária para o cálculo do fechamento dos ciclos. São apresentados também os pontos de máximo global e de mínimo global.

PONTOS DE MAXIMO	
Localizacao	Inducao [T]
31	0.002
71	0.004
91	0.000
PONTOS DE MINIMO	
Localizacao	Inducao [T]
29	-0.020
60	-0.017
90	-0.059
PONTOS DE MAXIMO E MINIMO GLOBAL	
O valor do ponto de maximo global eh: 0.004, localizado no ponto: 71.	
O valor do ponto de minimo global eh: -0.059, localizado no ponto: 90.	

Figura 3.19 – Identificação dos pontos de máximo e dos pontos de mínimo.

## Etapa 9

Após a identificação do último ponto e de seu truncamento, o algoritmo irá realizar a operação considerada mais importante: a identificação dos ciclos, juntamente com os parâmetros principais (nível DC, frequência e variação da indução). Para a identificação dos ciclos, o algoritmo primeiramente identifica o primeiro ponto de máximo do sinal e depois tenta encontrar outro ponto igual ou maior do que ele. Esse procedimento é repetido para os outros pontos de máximo.

Essa busca pode ser feita através de dois modos: indo pelo lado direito ou pelo esquerdo. Assim, para cada opção, existe uma sequência de operações a serem realizadas. O primeiro caso é identificado quando o algoritmo realiza o fechamento do ciclo com um ponto à esquerda do ponto de máximo em questão. Já o segundo caso é identificado quando o fechamento se dá com um ponto à direita do ponto de máximo em questão. Existe ainda o terceiro caso, que é semelhante ao segundo caso,

com a diferença de que o último ponto de máximo é igual ao último ponto do sinal.

IDENTIFICACAO DOS PONTOS PERTENCENTES AOS CICLOS	
<b>Caso 2</b>	
Ponto 1:	31
Ponto 2:	66
Ponto medio:	48
Ponto de minimo:	60
Ponto de maximo:	66
Inducao minima:	-0.01665
Inducao maxima:	0.00165
Frequencia:	171.42857
Variacao da inducao:	0.01821
Nivel DC:	-0.01136
<b>Caso 1</b>	
Ponto 1:	91
Ponto 2:	75
Ponto medio:	83
Ponto de minimo:	90
Ponto de maximo:	75
Inducao minima:	-0.05909
Inducao maxima:	0.00123
Frequencia:	375.00006
Variacao da inducao:	0.05909
Nivel DC:	-0.03336

Figura 3.20 – Identificação dos pontos pertencentes aos ciclos.

Observando a Figura 3.20, observa-se que existem dois ciclos fechados. O primeiro fechamento se dá entre os pontos 31 e 66. Como o ponto de máximo em questão é o ponto 31 e o ponto de fechamento é o ponto 66, ou seja, um ponto à direita, trata-se do Caso 2. Já o segundo fechamento se dá entre os pontos 91 e 75. Como o ponto de máximo em questão é o ponto 91 e o ponto de fechamento é o ponto 75, ou seja, um ponto à esquerda, trata-se do Caso 1.

### Etapa 10

Após a identificação de todos os ciclos, o algoritmo pergunta se existe um ciclo fechado entre o ponto inicial e o ponto final. Isso se faz necessário, pois dependendo do sinal analisado, pode-se ou não haver um ciclo completo. Na Figura 3.21, existem dois exemplos possíveis de casos. A Figura 3.21 (a) ilustra o caso em que não existe um ciclo completo entre o primeiro ponto e o último ponto. Já a Figura 3.21(b) ilustra o contrário, ou seja, o caso em que existe um ciclo completo entre o primeiro ponto e o último ponto.

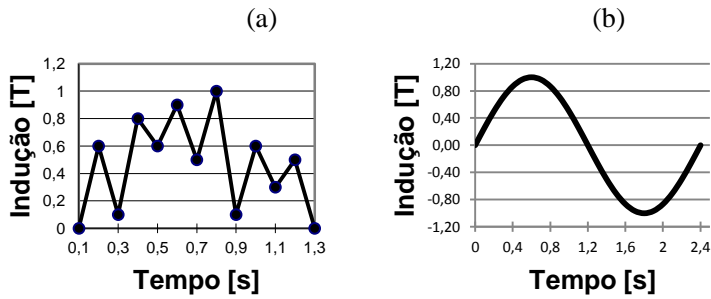


Figura 3.21 – Fechamento de ciclos.

Para o exemplo original existe um ciclo completo entre os pontos (1 ao 92), além dos ciclos já contabilizados anteriormente. A tela exibida pelo programa é mostrada na Figura 3.22.

RESULTADO FINAL				
Local dos Pontos		Frequencia [Hz]	Variacao da Inducao [T]	Nivel DC [T]
P1	P2	F	$\Delta B$	Bdc
31	66	171.43	0.0182	-0.0114
91	75	375.00	0.0591	-0.0334
1	92	66.32	0.0634	-0.0312
Numero de lacos: 3				

Figura 3.22 – Resultado final da contagem dos ciclos.

Etapa 11

Finalmente, após todas as etapas anteriores, o algoritmo realiza o cálculo das perdas por histerese através de duas equações. Na primeira, considera-se apenas a indução máxima do sinal ( $B_p$ ) e as constantes pré-definidas ( $K_h$  e  $\alpha$ ). Na segunda, considera-se além dos parâmetros mencionados, o nível DC do sinal. A perda do sinal por ciclo se refere apenas a um ciclo do sinal. Já a perda total é relativa à quantidade total de ciclos presentes no sinal (nesse caso 4 ciclos). A Figura 3.23 mostra o resultado final.

```

Entre com o numero de periodos que existem no sinal: 4
Entre com o valor da constante alfa: 1.617
Entre com o valor da constante Kh: 0.015

-----

Calculo das Perdas Utilizando:  $w_h = K_h \cdot B_h^{\text{alfa}}$ 
-----

A perda do sinal por ciclo eh dada por: 0.114 [mJ/kg]
A perda do sinal total eh dada por: 0.458 [mJ/kg]

-----

Calculo das Perdas Utilizando:  $\sum_{i=1}^{N+1} E_h K_h \left( \frac{DB_i}{2} \right)^{\text{alfa}}$  .  $\left( 1 + 0.65 B_{dc} \right)^{2.1}$ 
-----

A perda do sinal por ciclo eh dada por: 0.114 [mJ/kg]
A perda do sinal total eh dada por: 0.458 [mJ/kg]

-----

Press RETURN to close window . . .

```

Figura 3.23 – Cálculo das perdas por histerese do sinal.

### 3.4 TESTES REALIZADOS

Serão apresentados alguns testes realizados, com o intuito de verificar a eficácia do algoritmo. Em cada teste será avaliado um determinado sinal composto por picos e vales. O resultado final deverá mostrar o número de ciclos encontrados, identificando alguns parâmetros como variação da indução magnética, frequência e nível DC.

Em todos os exemplos em que se observar o parâmetro tensão ( $\sigma$ ), será feita uma analogia com a indução magnética ( $B$ ) e um redimensionamento dos valores de tensão para valores aceitáveis de indução. Como por exemplo, caso seja apresentado graficamente um valor máximo de 100 T, pode-se dividir todo o eixo da tensão por um fator de 100. Dessa forma, a avaliação dos ciclos seria feita tendo-se como base um valor máximo de indução de 1 T. Como o objetivo inicial é realizar a contagem dos ciclos, através de exemplos genéricos, essa generalização visa verificar a robustez da metodologia implementada.

Com base no que foi exposto, será feita uma breve introdução sobre os módulos utilizados para se analisar graficamente a formação dos ciclos. A seguir serão apresentados os testes realizados.

### 3.4.1 Modjiles e DSN

São dois módulos utilizados para auxiliar na contagem dos ciclos. O *modjiles* é o módulo responsável pelos cálculos de ciclos de histerese. Nele é solicitada a entrada de dados por um arquivo de leitura ou por uma curva senoidal, na qual se pede o tempo de simulação, o passo de tempo, a amplitude, a frequência e a fase. Com esses dados, é possível calcular os pontos que definem a curva B vs. H. Já o módulo *DSN* possibilita a operação matemática sobre curvas, como por exemplo, somar dois gráficos e mostrar em um novo gráfico. Ele também realiza a análise harmônica do sinal.

Para a utilização dos módulos, primeiramente é necessário ter um grande número de pontos. Será mostrado que quanto menor for o número de pontos em um determinado sinal, pior será a avaliação de seus possíveis ciclos de histerese. Para exemplificar, será analisada a figura 3.24, que mostra a curva de uma senóide com dois laços menores.

Sua construção é feita através da soma de duas curvas. A primeira curva é formada por uma onda senoidal de amplitude 1 T, frequência de 1 Hz e ângulo de fase nulo. A segunda curva é formada por outra onda senoidal, porém com amplitude de 0,33 T, frequência de 3 Hz e ângulo de fase nulo. Somando-se as duas formas de onda, escolhendo o tempo de simulação e o passo de tempo, obtém-se o sinal mostrado na figura 3.24. O eixo “posição angular” aparece, pois nesse caso é realizada a conversão de tempo (dado em segundos) para posição angular (dada em graus).

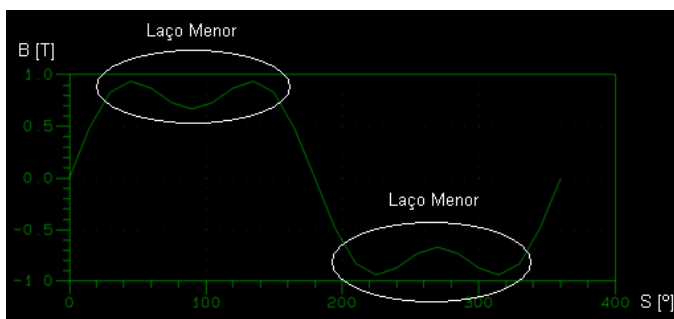


Figura 3.24 – Sinal da indução [T] versus posição angular [°].

Inicialmente foram dados 25 pontos. Como é possível observar na Figura 3.25, o gráfico que fornece a curva B vs. H é praticamente impossível de ser compreendido. Dessa forma, aumenta-se o número de

pontos para 49, como mostrado na Figura 3.26. Assim já é possível esboçar um gráfico mais compreensível, porém ainda não correto. O número de pontos é aumentado sucessivamente para 97, 193 e finalmente para 385 pontos. Observa-se que quanto maior o número de pontos, melhor é o gráfico da curva B vs. H.

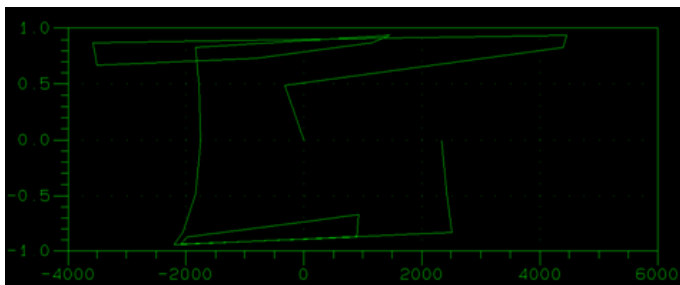


Figura 3.25 – Curva B vs. H de um sinal composto por 25 pontos.

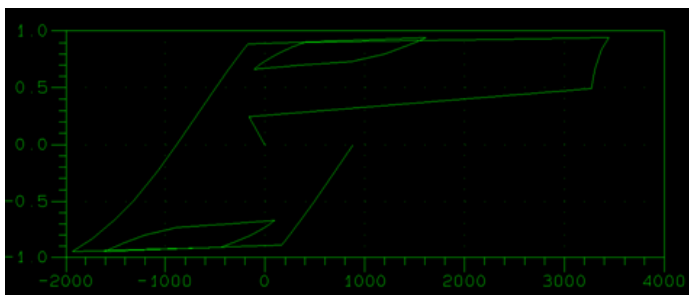


Figura 3.26 – Curva B vs. H de um sinal composto por 49 pontos.

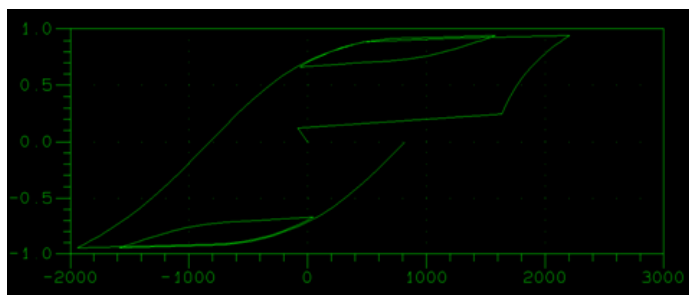


Figura 3.27 – Curva B vs. H de um sinal composto por 97 pontos.

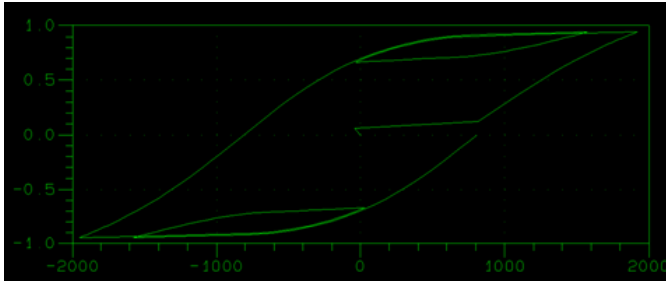


Figura 3.28 – Curva B vs. H de um sinal composto por 193 pontos.

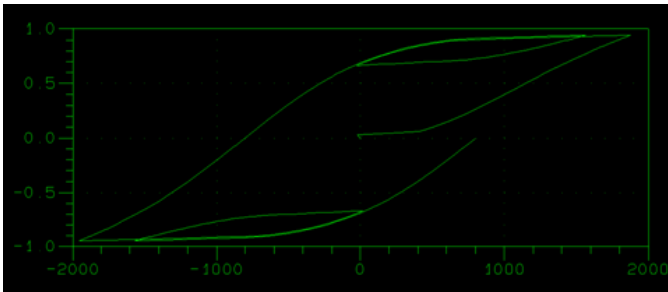


Figura 3.29 – Curva B vs. H de um sinal composto por 385 pontos.

Outra observação a ser feita refere-se ao fato de que se devem respeitar os limites máximos de indução, evitando assim, a saturação. A Figura 3.30 exemplifica o fenômeno da saturação. Observando-a, é possível verificar que para o valor de indução de 2,2 T, a curva B vs. H satura. Portanto para a análise dos casos em que se faz uma analogia entre tensão mecânica e indução magnética, deve-se lembrar de trabalhar respeitando os limites da saturação e fornecendo um grande número de pontos.

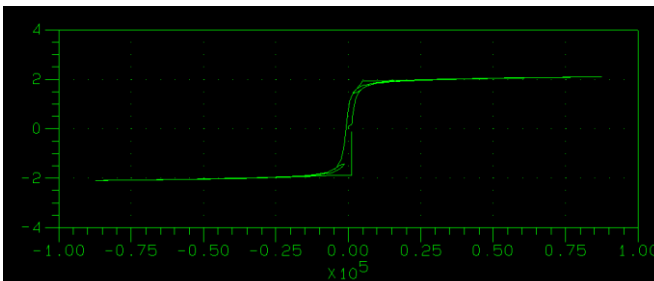


Figura 3.30 – Curva B vs. H com indução máxima de 2,2 T.



### 3.4.2 Teste 1

No primeiro teste realizado, utiliza-se um carregamento de tensões mecânicas aleatório composto por 19 pontos [27]. Assim como mencionado anteriormente, o eixo da tensão será considerado como se fosse o eixo da indução magnética, enquanto que o eixo do tempo se mantém. O primeiro ponto é o ponto (0;1). O segundo ponto é o ponto (0,7;2), e assim por diante. Dessa forma, o passo de tempo utilizado será de 1 segundo, ou seja, para o sinal completo, tem-se um tempo total de 19 segundos.

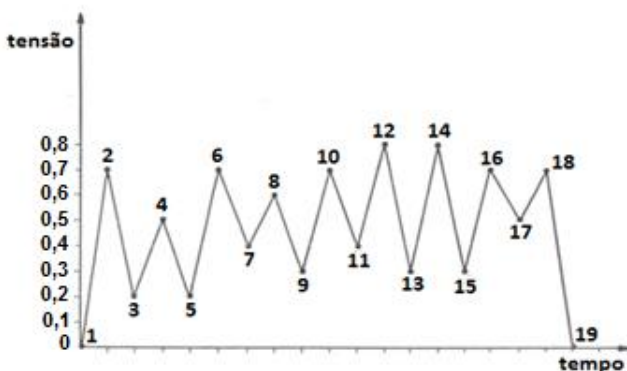


Figura 3.31 – Carregamento aleatório do primeiro teste.

A representação gráfica dos laços de histerese obtidos é mostrada na Figura 3.32. Observando-a pode-se concluir que existem oito laços formados, cujos parâmetros estão de acordo com os valores apresentados pelo programa. A seguir será detalhado o procedimento realizado para a obtenção dos parâmetros (localização dos pontos, frequência, variação da indução e nível DC).

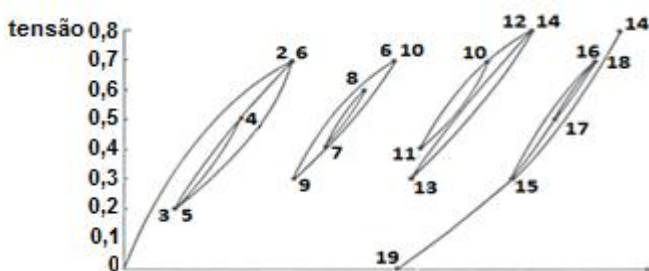


Figura 3.32 – Laços de histerese do primeiro teste.

Primeiramente o algoritmo identifica os pontos de máximo do sinal. São eles os pontos 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16 e 18. Em cada ponto de máximo, o algoritmo irá percorrer o sinal através dos dois sentidos possíveis: direito e esquerdo. Se o ponto do sinal analisado for igual ou maior do que o ponto de máximo em questão, tem-se a formação de um ciclo. Para a formação do ciclo, deve-se levar em conta duas condições:

A primeira condição refere-se ao número de pontos entre o ponto de máximo em questão e o ponto de máximo analisado. A preferência para o fechamento do ciclo se dá sempre ao ponto de máximo que estiver mais próximo, ou seja, com menos pontos. Por exemplo, se o ponto de máximo em questão for o ponto 10, ele terá duas opções para o fechamento do ciclo: o ponto 6 ou o ponto 12. O ponto 12 está localizado a 2 pontos do ponto 10, enquanto que o ponto 6 está localizado a 4 pontos. Portanto, levando-se em conta a primeira condição, o fechamento do ciclo se dá entre os pontos 10 e 12.

A segunda condição refere-se ao caso em que a distância entre os pontos de máximo são as mesmas, ou seja, existirem o mesmo número de pontos entre eles. Na ocorrência de tal fato, o algoritmo irá dar a preferência para o ponto de máximo que estiver à esquerda do ponto de máximo em questão. Por exemplo, se o ponto de máximo em questão for o ponto 4, ele terá duas opções para o fechamento do ciclo: o ponto 2 ou o ponto 6. O ponto 2 está localizado a 2 pontos do ponto 4, enquanto que o ponto 6 está localizado a 2 pontos. Portanto, levando-se em consideração a segunda condição, o fechamento do ciclo se dá entre os pontos 4 e 2.

Uma observação importante a ser feita é que o algoritmo identifica as possíveis redundâncias que podem ocorrer no sinal, evitando-as. No caso em que ocorrer dois ciclos iguais, por exemplo, o ciclo 2-6 e o ciclo 6-2, o algoritmo faz um estudo sobre o caso. Dessa forma, quando o ponto de máximo em questão for o ponto 6, poder-se-ia ter duas formações de ciclo: o ciclo 6-2 e o ciclo 6-10. Ambos têm a mesma distância (satisfazendo a condição 1) e o ponto da esquerda (6-2) levaria vantagem (satisfazendo a condição 2). Porém o ciclo 2-6 já havia sido computado anteriormente. Assim, para evitar a redundância, o algoritmo irá definir como sendo o ciclo, os pontos 6-10.

Com base nas informações expostas, será apresentada a análise detalhada de cada formação de ciclo. Começando pelo primeiro ponto de máximo (ponto 2), o único ponto possível de fechamento de ciclo é o ponto 6, pois existe apenas o ponto 1 à sua esquerda. Para o cálculo da amplitude  $\Delta B$ , toma-se como valor máximo o próprio ponto de máximo em questão (ponto 2, com valor de indução de 0,7 T) e para o ponto de

mínimo, o ponto 3 ou o ponto 5 (pois são iguais, com uma indução de 0,2 T). Assim, o valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,7-0,2 = 0,5$  T. O nível DC é dado por:  $(0,7+0,2)/2 = 0,45$  T. A frequência é calculada como sendo o inverso do período, ou seja:  $F = 1/(6-2) = 0,25$  Hz.

O próximo ponto de máximo é o ponto 4. Logo, o ciclo formado localiza-se entre os pontos 4 e 2 ou 4 e 6 (pois os pontos 2 e 6 são iguais). Como existe o mesmo número de pontos, a preferência é dada ao ciclo da esquerda, ou seja, ao ciclo 4-2. Portanto, para o cálculo do  $\Delta B$ , toma-se como valor máximo o ponto 4 (0,5 T) e como valor mínimo o ponto 3 (0,2 T). Logo  $\Delta B = 0,5-0,2 = 0,3$  T. O nível DC é dado por:  $(0,5+0,2)/2 = 0,35$  T. A frequência é calculada por:  $F = 1/(4-2) = 0,50$  Hz.

O ponto 6 é o próximo ponto de máximo do sinal. Seus possíveis fechamentos de ciclo localizam-se entre os pontos 6 e 2 ou 6 e 10. Porém o programa identifica que o ciclo 2-6 é o mesmo que o ciclo 6-2, ou seja, há uma redundância (o ciclo 2-6 já foi computado anteriormente). Dessa forma, o ciclo 6-10 é o escolhido. O ponto de mínimo é o ponto 9 (0,3 T), enquanto que o ponto de máximo é o próprio ponto 6 (0,7 T). Assim, o valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,7-0,3 = 0,4$  T. O nível DC é dado por:  $(0,7+0,3)/2 = 0,5$  T. A frequência é calculada por:  $F = 1/(10-6) = 0,25$  Hz.

O próximo ponto de máximo é o ponto 8. Dentre as possibilidades de fechamento de ciclo, têm-se os possíveis pontos: 8-6 ou 8-10. Como a distância é a mesma, opta-se pelo ciclo da esquerda (8-6). Assim, o ponto de máximo é o ponto 8 (0,6 T) e o ponto de mínimo é o ponto 7 (0,4 T). O valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,6-0,4 = 0,2$  T. O nível DC é dado por:  $(0,6+0,4)/2 = 0,5$  T. A frequência é calculada por:  $F = 1/(8-6) = 0,50$  Hz.

Seguindo, o ponto 10 aparece como o próximo ponto de máximo. A única opção possível de fechamento de ciclo se dá entre os pontos 10 e 12. O ponto 10-6 é descartado, pois nesse caso, existem 2 pontos entre o ponto 10-12 e 4 pontos entre o ponto 10-6, ou seja, o programa identifica a menor diferença para poder fazer a escolha do fechamento do ciclo. O ponto de máximo é o ponto 10 (0,7 T) e o ponto de mínimo é o ponto 11 (0,4 T). Assim, o valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,7-0,4 = 0,3$  T. O nível DC é dado por:  $(0,7+0,4)/2 = 0,55$  T. A frequência é calculada por:  $F = 1/(12-10) = 0,50$  Hz.

O ponto 12 vem a seguir. O único ciclo possível é formado pelos pontos 12 e 14. O ponto de máximo é o ponto 12 (0,8 T), enquanto que o ponto de mínimo é o ponto 13 (0,3 T). O valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,8-0,3$

= 0,5 T. O nível DC é dado por:  $(0,8+0,3)/2 = 0,55$  T. A frequência é calculada por:  $F = 1/(14-12) = 0,50$  Hz.

O próximo ponto é o ponto 14. O único ponto que é maior ou igual ao ponto 14, é o ponto 12. Assim, o ciclo se fecharia entre os pontos 14-12. Entretanto, o ponto 12-14 já foi contabilizado, pois o ciclo 12-14 é igual ao ciclo 14-12. Logo, para o ponto 14, não existe nenhum ciclo fechado.

O ponto 16 é o próximo ponto de máximo do sinal. Percorrendo os dois lados, pode-se ter um fechamento de ciclo nos seguintes pontos: 16-14 e 16-18. Como o critério utilizado dá preferência ao ponto da esquerda, o ciclo se completa entre os pontos 16 e 14. Assim, o ponto de máximo é o ponto 16 (0,7 T) e o ponto de mínimo é o ponto 15 (0,3 T). O valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,7-0,3 = 0,4$  T. O nível DC é dado por:  $(0,7+0,3)/2 = 0,5$  T. A frequência é dada por:  $F = 1/(16-14) = 0,50$  Hz.

Por fim, o último ponto a ser analisado é o ponto 18. Indo à direita, o sinal não dá nenhuma opção, pois se extingue. Indo à esquerda, o ponto de fechamento se dá no ponto 16. Assim, o ciclo se completa entre os pontos 18 e 16. O valor de máximo é o ponto 18 (0,7 T), enquanto que o valor de mínimo é o ponto 17 (0,5 T). Assim, o valor de  $\Delta B$  é igual a:  $0,7-0,5 = 0,2$  T. O nível DC é dado por:  $(0,7+0,5)/2 = 0,6$  T. A frequência é calculada por:  $F = 1/(18-16) = 0,50$  Hz.

A figura abaixo mostra o resultado obtido pelo programa. Nela pode-se verificar que os oito ciclos (e os valores dos parâmetros) formados estão em acordo com os apresentados graficamente.

RESULTADO FINAL				
Local dos Pontos		Frequência [Hz]	Variacao da Inducao [T]	Nivel DC [T]
P1	P2	F	$\Delta B$	Bdc
2	6	0.25	0.5000	0.4500
4	2	0.50	0.3000	0.3500
6	10	0.25	0.4000	0.5000
8	6	0.50	0.2000	0.5000
10	12	0.50	0.3000	0.5500
12	14	0.50	0.5000	0.5500
16	14	0.50	0.4000	0.5000
16	18	0.50	0.2000	0.6000

Figura 3.33 – Resultado apresentado pelo programa para o teste 1.

3.4.3 Teste 2

No segundo teste realizado, utiliza-se um carregamento aleatório composto por 13 pontos [28]. Nesse teste os eixos (indução magnética vs. tempo) e os valores da indução (levando-se em conta os valores de saturação) já estão na forma correta. As coordenadas de cada ponto são mostradas na tabela abaixo.

Tabela 3.1 – Coordenadas dos pontos referentes ao teste 2.

Ponto	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
B [T]	0,0	0,6	0,1	0,8	0,6	0,9	0,5	1,0	0,1	0,6	0,3	0,5	0,0
T [s]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13

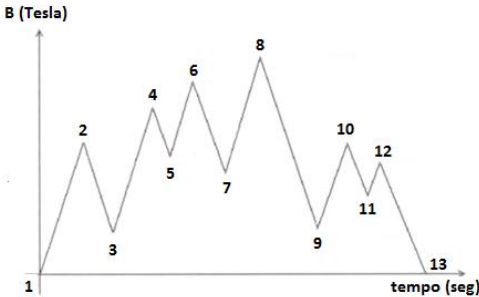


Figura 3.34 – Carregamento aleatório do segundo teste.

Segundo [28], existem cinco ciclos formados nesse tipo de carregamento. A localização, os valores de indução e de indução média são mostrados na Tabela 3.2. Com o intuito de mostrar a formação dos laços, foram utilizados os programas *modjiles* e *DSN*.

Tabela 3.2 – Resultado dos parâmetros referentes ao teste 2.

Ciclos	2-3	4-5	6-7	9-10	11-12
$\Delta B$	0,5	0,2	0,4	0,5	0,2
Bmédio	0,35	0,7	0,7	0,35	0,4

Primeiramente o número de pontos que definem o sinal original foi aumentado de 13 para 769. Depois o sinal foi dividido em duas partes: a primeira parte indo do ponto 1 ao ponto referente ao máximo global (ponto 8 da figura). A segunda parte indo do ponto de máximo global ao último ponto. Isso foi feito para que a observação dos laços pudesse ser facilitada.

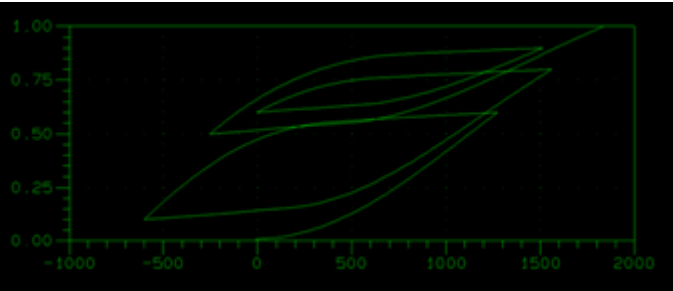


Figura 3.35 – Laços de histerese referentes à parte do sinal (ponto 1 ao ponto 8).

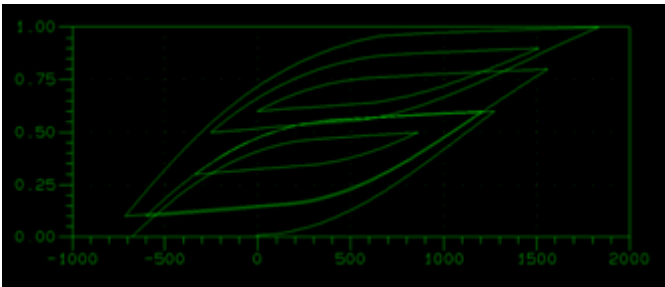


Figura 3.36 – Laços de histerese referentes ao sinal completo.

Como é possível observar, existem três ciclos formados na primeira parte do sinal. Já no segundo gráfico, fica um pouco mais complicado observar a presença de todos os laços (5 laços). O resultado apresentado pelo programa é mostrado na Figura 3.37. Comparando com a Tabela 3.2, observa-se que o resultado está coerente.

RESULTADO FINAL				
Local dos Pontos		Frequencia [Hz]	Variacao da Inducao [T]	Nivel DC [T]
P1	P2	F	$\Delta B$	Bdc
2	4	0.50	0.5000	0.3500
4	6	0.50	0.2000	0.7000
6	8	0.50	0.4000	0.7000
10	8	0.50	0.5000	0.3500
12	10	0.50	0.2000	0.4000

Figura 3.37 – Resultado apresentado pelo programa para o teste 2.

3.4.4 Teste 3

O terceiro teste realizado é feito com um carregamento aleatório composto por 10 pontos [29]. Como as coordenadas de cada ponto não são fornecidas, será feita uma aproximação de tal modo que possa ser compatível com o gráfico e com os valores de indução. Dessa forma, as coordenadas são mostradas na Tabela 3.3

Tabela 3.3 – Resultado dos parâmetros referentes ao teste 3.

Ponto	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
B [T]	0	-0,5	-0,25	-0,8	0,25	-0,15	1	-0,5	0	-1,25
T [s]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Segundo [29], existem três ciclos formados no intervalo total (ponto 1 ao ponto 10) que são destacados na Figura 3.38. Com a utilização do programa, estes três ciclos são identificados e apresentados na Figura 3.40.

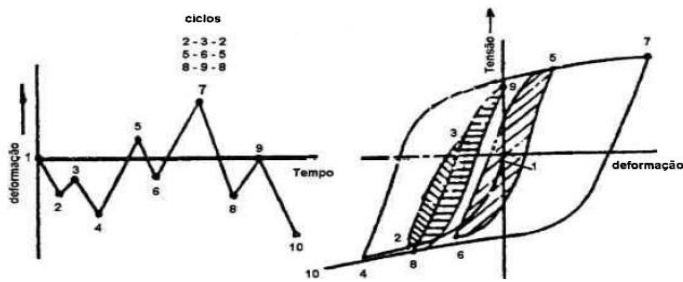


Figura 3.38 – Carregamento aleatório do terceiro teste com seu respectivo laço de histerese [29].

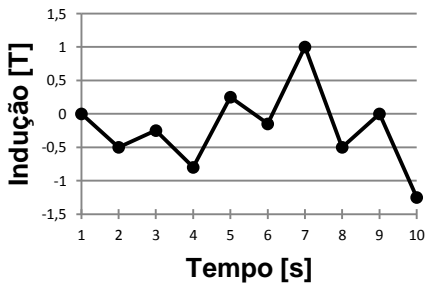


Figura 3.39 – Aproximação do carregamento aleatório do terceiro teste.

RESULTADO FINAL				
Local dos Pontos		Frequencia [Hz]	Variacao da Inducao [T]	Nivel DC [T]
P1	P2	F	$\Delta B$	Bdc
3	1	0.50	0.2500	-0.3750
5	7	0.50	0.4000	0.0500
9	7	0.50	0.5000	-0.2500

Figura 3.40 – Resultado apresentado pelo programa para o terceiro teste.

Analisando o resultado do programa, é possível comprovar a existência dos três ciclos. O primeiro ciclo é formado a partir do ponto 3. O segundo ciclo é formado a partir do ponto 5 e o terceiro ciclo é formado a partir do ponto 9. Os valores da variação da indução, do nível DC e da frequência são calculados conforme mostrado na Figura 3.40.

3.5 FLUXOGRAMA

Para a facilitação da compreensão do método desenvolvido, foi elaborado um fluxograma que será apresentado a seguir. Nele estão presentes as principais etapas do algoritmo, mostrando todas as opções possíveis de entrada de dados, de seleções de parâmetros e de análises. As variáveis encontradas no fluxograma já foram explicadas anteriormente, porém serão relembradas novamente aqui. São elas:

- offset – deslocamento do sinal dado pelo primeiro ponto;
- bmaxg – indução máxima global do sinal;
- bming – indução mínima global do sinal;
- PMáx – ponto de máximo global;
- Pmin – ponto de mínimo global;
- dbi – variação da indução do sinal total ( $dbi = bmaxg - bming$ );
- np – número de pontos do sinal;
- Bmax – indução máxima local;
- Bmin – indução mínima local;
- ppfc – provável ponto de fechamento de ciclo.



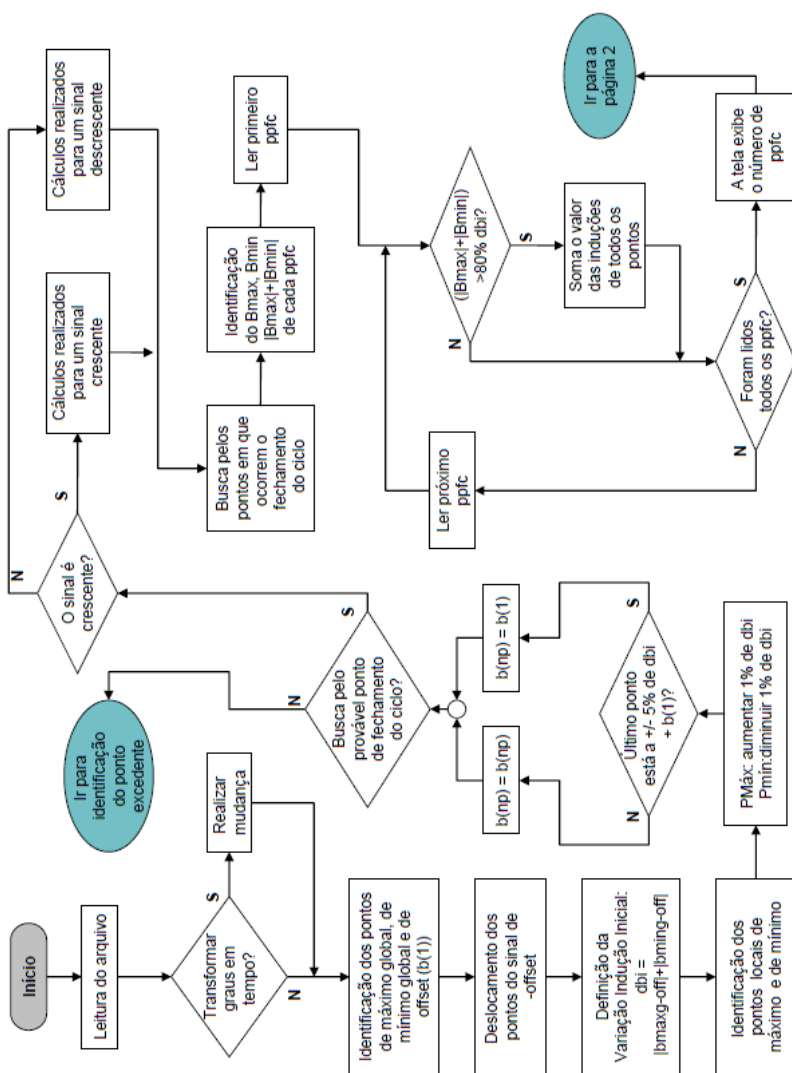


Figura 3.41 – Fluxograma: primeira parte.

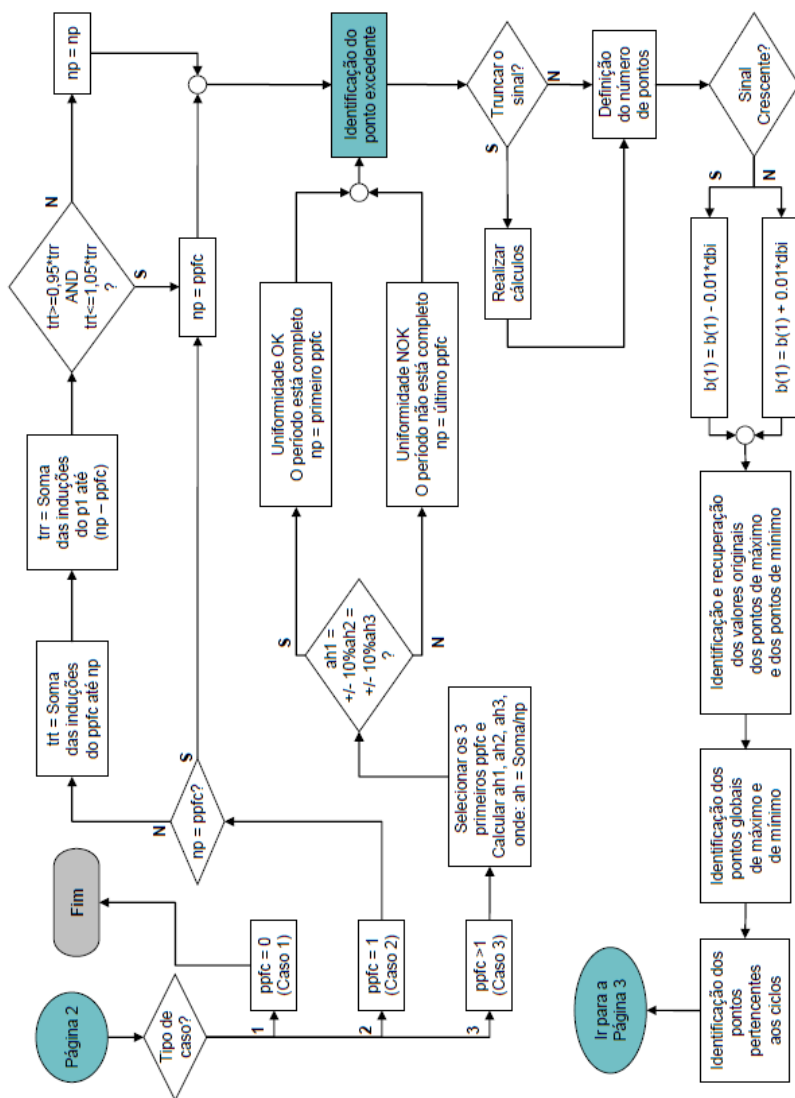


Figura 3.42 – Fluxograma: segunda parte.

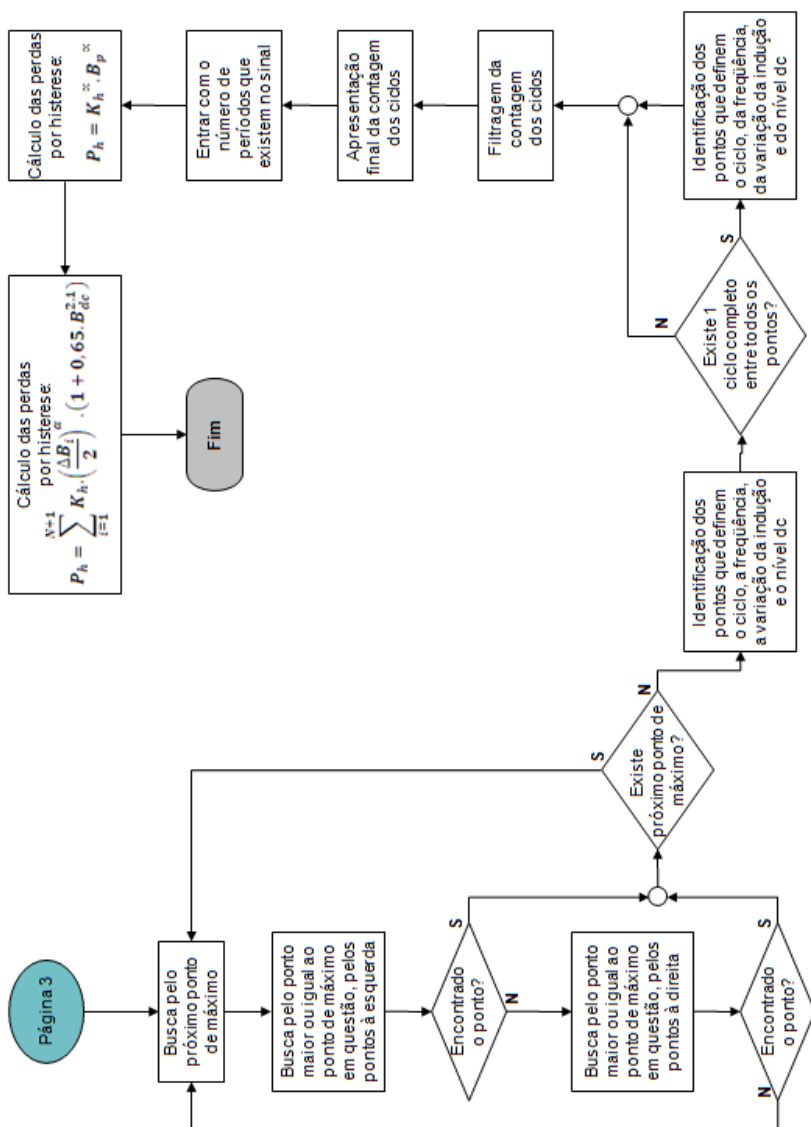


Figura 3.43 – Fluxograma: terceira parte.

### 3.6 CONCLUSÃO

Após a apresentação e os testes realizados utilizando o método desenvolvido, pode-se concluir que houve um resultado satisfatório quanto ao cálculo dos ciclos em diversos tipos de sinais analisados. O estudo e análise do método *Rainflow* foi extremamente importante para que fosse possível desenvolver ideias e um algoritmo eficiente, de acordo com as necessidades que surgiram.

É interessante mencionar novamente que alguns parâmetros introduzidos no algoritmo foram convenientemente escolhidos com base em diversos testes realizados com sinais aleatórios, buscando facilitar a identificação do primeiro fechamento de ciclo. Portanto os artifícios utilizados não tiveram influência alguma nos resultados da contagem dos ciclos, ou seja, eles foram utilizados unicamente como uma opção a mais para o cálculo de um possível fechamento de ciclo.

Os testes realizados foram baseados inicialmente em sinais genéricos obtidos de publicações na área da engenharia mecânica e foram trazidos para a área da engenharia elétrica, fazendo as devidas analogias. Posteriormente foram utilizados sinais reais, como os de uma máquina de relutância, visando calcular as perdas por histerese através da aplicação do método desenvolvido, obtendo um resultado satisfatório.

A aplicação do algoritmo será feita novamente no capítulo seguinte, porém desta vez comparando dois tipos de análises de um sinal: através de decomposição por componentes harmônicas e através do sinal original na indução.

## 4 RESULTADOS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Dado um determinado sinal descrito por uma curva de indução (B) vs. tempo (t), existem duas formas de estimar as perdas por histerese a ele relacionadas. A primeira é através de cálculos em que se faz a análise do sinal original da indução. A segunda é decompondo o sinal em séries de *Fourier*, calculando as perdas individuais de cada componente e somando-as no final. Para ilustrar o fato acima comentado, será analisado o caso em que se tem uma forma de onda senoidal conforme a Figura 4.1.

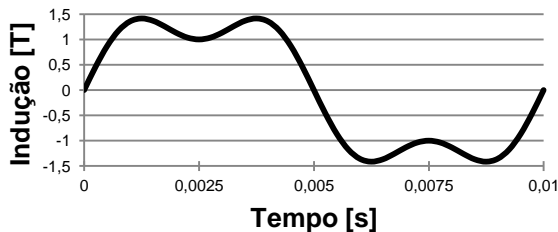


Figura 4.1 – Sinal original aleatório de indução vs. tempo.

Esse mesmo sinal apresentado pode ser decomposto em uma série de *Fourier* formada por dois sinais principais. O primeiro é relativo à onda fundamental e o segundo é relativo à terceira harmônica. A Figura 4.2 mostra as formas de onda formadas a partir do sinal original.

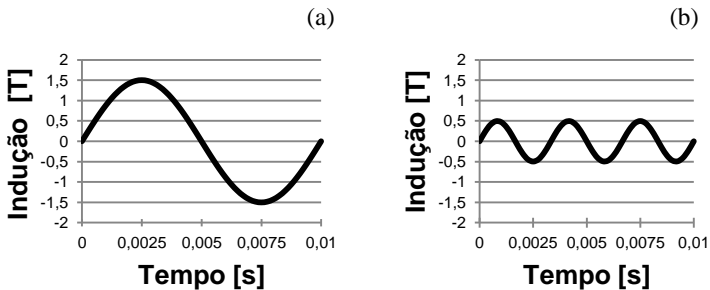


Figura 4.2 – Decomposição do sinal original em componentes harmônicas:  
(a) Relativa à fundamental; (b) Relativa à terceira harmônica.

Para a estimação da perda por histerese será utilizada a equação 4.1 que considera, além dos parâmetros básicos (variação da indução e as constantes  $K_H$  e  $\alpha$ ), o nível dc e os possíveis laços menores presentes no laço principal (representados pelo somatório). É interessante observar que a equação 4.1 é escolhida, pois fornece os melhores resultados [6]. Serão realizados três cálculos, relativos às perdas por histerese de cada sinal, objetivando estimar e comparar os seus respectivos valores.

$$P_{dc} = \sum_{i=1}^{N+1} K_H \left( \frac{\Delta B_i}{2} \right)^{\alpha} [1 + 0,65 B_{dc}^{2,1}] \quad (4.1)$$

Onde:

$P_{dc}$ : Perda por histerese, considerando o nível dc do sinal [mJ/kg];

$\Delta B_i$ : Variação da indução ou indução de pico a pico [T];

$B_{dc}$ : Nível dc de indução [T];

$K_H = 0,015$ : Constante que depende do material;

$\alpha = 1,617$ : Constante que também depende do material.

O sinal relativo à componente fundamental possui uma indução de pico a pico de 3T e seu nível dc de indução é nulo. Substituindo esses valores na equação 4.1, calcula-se a perda por histerese:

$$P_{dc} = 0,015 \left( \frac{3}{2} \right)^{1,617} = 28,895 \text{ mJ/kg} \quad (4.2)$$

Agora será aplicada a equação 4.1 no sinal referente à harmônica de ordem três. Ele é formado por três períodos cuja indução de pico a pico é de 1T e cujo nível dc é nulo. Substituindo esses valores na equação 4.1, a perda por histerese é dada por:

$$P_{dc} = 3 \cdot 0,015 \left( \frac{1}{2} \right)^{1,617} = 14,670 \text{ mJ/kg} \quad (4.3)$$

Logo, para a obtenção da perda por histerese total do sinal decomposto ( $P_{dc}T$ ), basta somar as duas parcelas dadas por (4.2) e (4.3):

$$P_{dc}T = 28,895 + 14,670 = 43,565 \text{ mJ/kg} \quad (4.4)$$

Obtido o valor total da perda por histerese relativa à soma das parcelas das componentes harmônicas, será agora apresentado o cálculo da perda utilizando o sinal original (sem decomposição). O sinal original é formado por três laços: sendo dois laços menores e um laço principal, conforme a Figura 4.3:

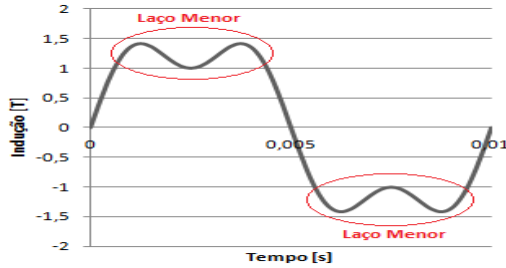


Figura 4.3 – Indicação dos laços menores dentro do laço principal.

O laço principal possui uma indução de pico a pico de 2,828T e um nível dc nulo. Os laços menores possuem uma indução de pico a pico de 0,414T e um nível dc de 1,207T. Substituindo os valores fornecidos na equação 4.1, vem:

$$P_{dc} = P_{dc1} + P_{dc2} + P_{dc3} \quad (4.5)$$

$$P_{dc1} = \left[ 0,015 \left( \frac{2,828}{2} \right)^{1,617} [1 + 0] \right] = 26,264 \text{ [mJ/kg]} \quad (4.6)$$

$$P_{dc2} = \left[ 0,015 \left( \frac{0,414}{2} \right)^{1,617} [1 + 0,65(1,207)^{2,1}] \right] = 2,309 \text{ [mJ/kg]} \quad (4.7)$$

$$P_{dc3} = \left[ 0,015 \left( \frac{0,414}{2} \right)^{1,617} [1 + 0,65(1,207)^{2,1}] \right] = 2,309 \text{ [mJ/kg]} \quad (4.8)$$

Somando-se as parcelas acima calculadas, é possível estimar a perda total da histerese no sinal original, que é dada por:

$$P_{dc} = 26,264 + 2,309 + 2,309 = 30,882 \text{ [mJ/kg]} \quad (4.9)$$

Comparando os valores obtidos pelo sinal original (sem a decomposição) com o sinal decomposto, observa-se que há uma diferença de 12,683 mJ/kg. As figuras abaixo mostram os resultados

obtidos pelo programa, considerando como entrada os três sinais de indução vs. tempo.

Calculo das Perdas Utilizando:			
$\frac{N+1}{E}$	$\frac{K}{h}$	$\frac{\langle DBi \rangle}{2}$	$\frac{\langle \frac{1}{dc} \cdot \frac{2.1}{0.65B} \rangle}{2}$
$i=1$			
A perda do sinal por ciclo eh dada por:			
30.893 [mJ/kg]			
A perda do sinal total eh dada por:			
30.893 [mJ/kg]			

Figura 4.4 – Resultado obtido pelo programa para a análise do sinal original.

Calculo das Perdas Utilizando:			
$\frac{N+1}{E}$	$\frac{K}{h}$	$\frac{\langle DBi \rangle}{2}$	$\frac{\langle \frac{1}{dc} \cdot \frac{2.1}{0.65B} \rangle}{2}$
$i=1$			
A perda do sinal por ciclo eh dada por:			
28.899 [mJ/kg]			
A perda do sinal total eh dada por:			
28.899 [mJ/kg]			

Figura 4.5 – Resultado obtido pelo programa para a análise da fundamental do sinal decomposto.

Calculo das Perdas Utilizando:			
$\frac{N+1}{E}$	$\frac{K}{h}$	$\frac{\langle DBi \rangle}{2}$	$\frac{\langle \frac{1}{dc} \cdot \frac{2.1}{0.65B} \rangle}{2}$
$i=1$			
A perda do sinal por ciclo eh dada por:			
4.841 [mJ/kg]			
A perda do sinal total eh dada por:			
14.522 [mJ/kg]			

Figura 4.6 – Resultado obtido pelo programa para a análise da terceira harmônica do sinal decomposto.

Observa-se que os resultados apresentados pelo programa são praticamente os mesmos resultados calculados anteriormente. As pequenas diferenças apresentadas se devem ao arredondamento de alguns pontos. Mas de uma forma geral fica claro que há diferença entre realizar uma análise das perdas utilizando um sinal original ao invés de se utilizar sua decomposição harmônica. A seguir serão abordados alguns exemplos que irão comprovar a diferença entre os métodos.



## 4.2 RESULTADOS E COMPARAÇÕES

Para cada caso apresentado serão realizados os dois cálculos (considerando a decomposição harmônica do sinal e desconsiderando-a). Para o cálculo das perdas, será utilizada a equação que fornece os melhores resultados, que é dada pela equação 4.10. Em todos os casos analisados serão utilizados como referência os sinais de [30]. Como são fornecidos os valores de medida, é possível comparar e estimar a eficiência do método apresentado.

$$P_{dc} = \sum_{i=1}^{N+1} K_H \left( \frac{\Delta B_i}{2} \right)^\alpha [1 + 0,65 B_{dc}^{2,1}] \quad (4.10)$$

A leitura dos gráficos que constam em [30] fornecem três curvas: a primeira é relativa à tensão  $v(t)$ , a segunda relativa à tensão fundamental  $V_{Fund}$  e a terceira relativa à indução  $B(t)$ . Como a curva de interesse é a de indução  $B(t)$ , primeiramente ela será selecionada e reproduzida em outro gráfico. Após isso, as curvas de indução  $B(t)$  referentes a cada caso são lidas pelos módulos *modjiles* e *DSN*, onde serão realizados os principais cálculos e obtidos os gráficos que serão apresentados.

Concluída a etapa de realização de cálculos e obtenção dos gráficos, o módulo *DSN* irá gerar os arquivos de leitura ( $B \times t$ ). Através desses arquivos, o programa desenvolvido para a estimação das perdas por histerese fará a leitura e os devidos cálculos, apresentando ao final os resultados de interesse.

Compreendido o método de análise, a seguir serão realizados cinco testes que têm por objetivo principal comparar as perdas por histerese de duas formas diferentes: utilizando a decomposição harmônica da indução  $B(t)$  e utilizando o sinal original da indução  $B(t)$ .

4.2.1 Primeiro teste

O primeiro teste é realizado sobre o sinal da indução  $B(t)$  dado pela Figura 4.7 – (a) Forma de onda da indução  $B(t)$  e das tensões  $v(t)$  e  $V_{Fund}$ . A tensão  $v(t)$  foi obtida através da soma da componente fundamental (1 Hz) com a componente de terceira harmônica (com fase nula e amplitude igual à fundamental). A curva de histerese representativa da indução obtida é dada pela Figura 4.7 (b). Observando-a é possível identificar apenas o laço principal, pois neste caso não existem laços menores. Outra maneira de identificar a presença de laços menores dentro do laço principal é analisando as mudanças de sinal entre a tensão  $v(t)$  e a sua fundamental  $V_{Fund}$  [30]. Como não existem mudanças de sinal, não haverá laços menores. Observando os pontos onde a tensão  $v(t)$  é nula ( $t = 0,2s$  e  $t=0,7s$ ), pode-se concluir que são dois pontos limites, pois qualquer alteração da forma de onda pode fazer surgir laços menores.

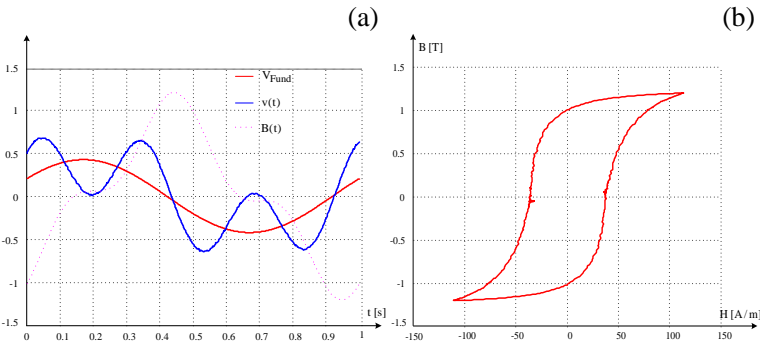


Figura 4.7 – (a) Forma de onda da indução  $B(t)$  e das tensões  $v(t)$  e  $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução  $B(t)$ .

harmon. ?	module	? module %	? phase<deg> ?
1	.893369E+00	100.00	-156.38
2	.809123E-02	.91	142.19
3	.294685E+00	32.99	-119.81
4	.844647E-02	.95	-85.31
5	.105638E-01	1.18	-55.87
6	.283766E-02	.32	116.24
7	.782348E-02	.88	-110.56
8	.533594E-02	.60	-140.34
9	.596611E-02	.67	-146.74
10	.220299E-03	.02	120.32
11	.245815E-02	.28	-85.00
12	.170609E-02	.19	179.96
13	.175744E-02	.20	139.95
14	.189790E-02	.21	-2.45
15	.298008E-02	.33	-146.14

Figura 4.8 – Componentes harmônicas da indução  $B(t)$ .

Com o auxílio da função “*anh (analyse harmonique d’une courbe)*” é possível realizar a análise das principais componentes harmônicas da indução  $B(t)$ . A Figura 4.8 mostra quais são essas harmônicas e especifica os valores de módulo e de fase. Dessa forma é possível identificar quais são as principais componentes e realizar os devidos cálculos, desprezando as componentes menos significativas. Identificadas as harmônicas que fazem parte da indução, agora é possível selecionar as principais componentes, que nesse caso são as harmônicas de ordem 1 e 3. Utilizando a função “*anhv (reconstitution d’une courbe à partir de son analyse harmonique)*” é possível selecionar a exclusão da harmônica de interesse, avaliando o sinal resultante. A Figura 4.9 (a) apresenta o sinal original da indução  $B(t)$  sem a componente fundamental. Já a Figura 4.9 (b) apresenta o sinal original  $B(t)$  sem a terceira harmônica.

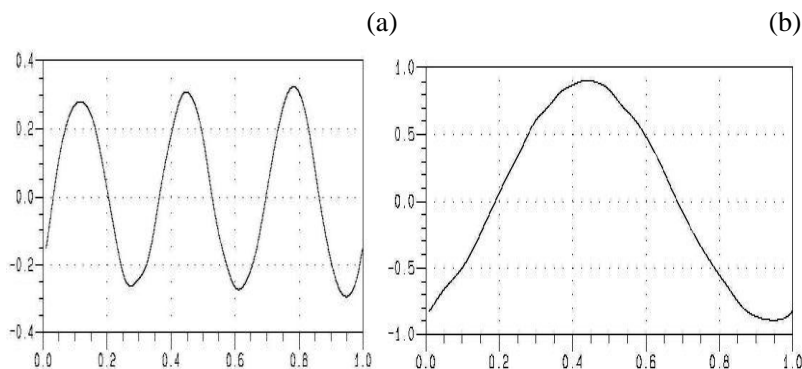


Figura 4.9 – (a) Indução  $B(t)$  sem a componente fundamental; (b) Indução  $B(t)$  sem a componente de terceira harmônica.

A Figura 4.10 (a) apresenta os três sinais da indução  $B(t)$  sobrepostos, enquanto que a Figura 4.10 (b) compara o sinal original da indução  $B(t)$  sem a decomposição com o sinal da indução  $B(t)$  decomposto. A análise da Figura 4.10 (b) mostra que os sinais são praticamente os mesmos. A próxima etapa irá mostrar quais são os valores obtidos de perdas por histerese nos dois casos: com o sinal original (sem a decomposição) e com o sinal formado pela combinação das componentes.

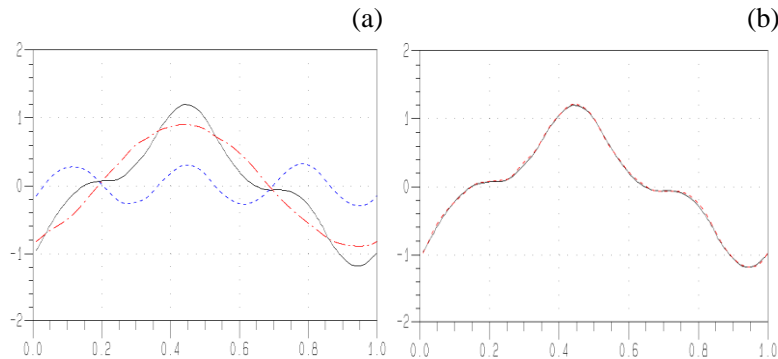


Figura 4.10 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes.

O resultado apresentado para o caso em que a entrada é composta apenas por um sinal de indução  $B(t)$  (o do próprio sinal original), mostra que o valor da perda é de 19,949 mJ/kg. Já para o caso em que se tem a decomposição por componentes harmônicas, primeiramente se calcula a perda do sinal excluindo a fundamental. Nesse caso o valor da perda é de 5,476 mJ/kg. Excluindo a terceira harmônica do sinal, o valor da perda é de 12,642 mJ/kg. Para se obter o valor total da perda, será somado o valor das duas parcelas que foram calculadas. Portanto, a perda total por histerese é igual a 18,118 mJ/kg. A Tabela 4.1 compara todos os resultados apresentados.

Tabela 4.1 – Comparação dos valores de perdas para o primeiro teste.

	Perdas [mJ/kg]	Diferença para o valor medido
Valor Medido [30]	20,009	-
Valor Calculado (Sem a decomposição)	19,949	-0,30%
Valor Calculado (Com a decomposição)	18,118	-9,45%

Portanto é possível concluir que os cálculos realizados sem a decomposição do sinal apresentam um resultado mais próximo do valor medido (diferença de apenas 0,30%), enquanto que se for considerada a decomposição, essa diferença chega a 9,45%. A seguir serão mostradas algumas figuras que exibem os resultados obtidos pelo programa.

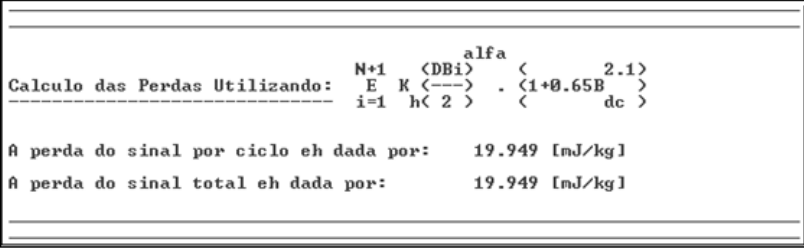


Figura 4.11 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição).

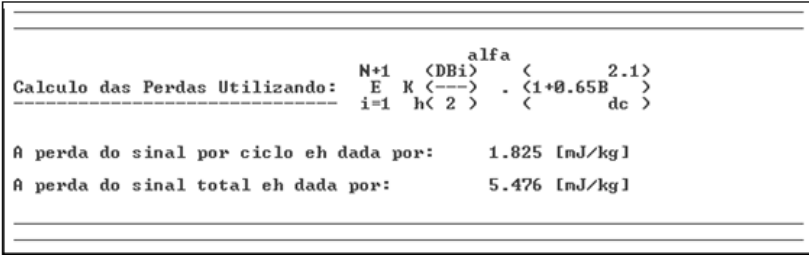


Figura 4.12 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental).

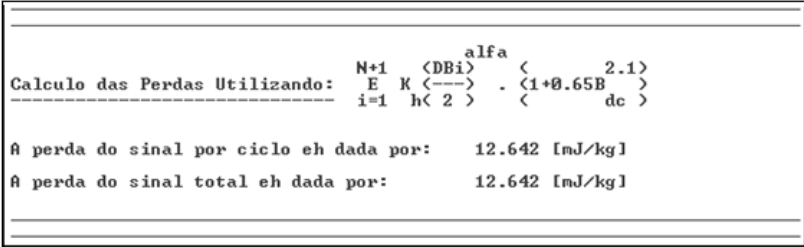


Figura 4.13 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira harmônica).

4.2.2 Segundo teste

O segundo teste é realizado sobre o sinal da indução  $B(t)$  dado pela Figura 4.14 (a). A tensão  $v(t)$  foi obtida através da soma da componente fundamental (1 Hz) com a componente de terceira harmônica (com fase nula e amplitude maior do que a fundamental). A curva de histerese representativa da indução obtida é dada pela Figura 4.14 (b). Observando-a é possível identificar, além do laço principal, dois laços menores. A análise dos sinais de tensão mostra que no intervalo de 0,3s a 0,4s existe uma mudança de sinal. Outra mudança de sinal é identificada no intervalo de 0,8s a 0,9s. Portanto, assim como previsto na observação da Figura 4.14 (b) existem dois laços menores dentro do laço principal. Com a presença de laços menores no laço principal, o valor da perda por histerese aumenta.

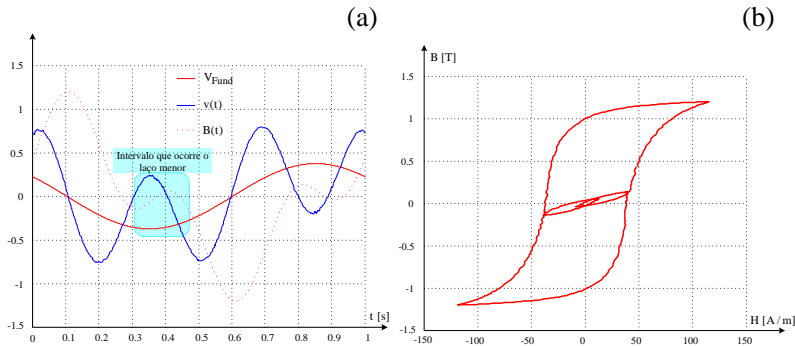


Figura 4.14 – (a) Forma de onda da indução  $B(t)$  e das tensões  $v(t)$  e  $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução  $B(t)$ .

harmon. #	module	# module %	# phase<deg> #
1	.801102E+00	100.00	-35.81
2	.209377E-01	2.61	48.48
3	.415693E+00	51.89	-120.83
4	.980700E-02	1.22	166.31
5	.118936E-01	1.48	-122.78
6	.486004E-02	.61	-1.59
7	.631159E-02	.79	-138.44
8	.606710E-02	.76	-67.42
9	.452579E-02	.56	-16.87
10	.144287E-02	.18	-128.91
11	.483779E-02	.60	-80.90
12	.359397E-02	.45	-57.86
13	.823577E-03	.10	138.70
14	.279917E-02	.35	-146.20
15	.120348E-02	.15	-41.98

Figura 4.15 – Componentes harmônicas da indução  $B(t)$ .

Com o auxílio da função “*anh (analyse harmonique d’une courbe)*”, pode-se obter a Figura 4.15. Analisando-a, é possível identificar as principais componentes, que nesse caso é a fundamental e a terceira harmônica. Aplicando a função “*anhv (reconstitution d’une courbe à partir de son analyse harmonique)*”, será eliminada a componente fundamental do sinal, obtendo-se a Figura 4.16 (a). A outra componente de maior importância é a terceira harmônica. Logo, ela será eliminada no próximo processo de análise, obtendo-se a Figura 4.16 (b).

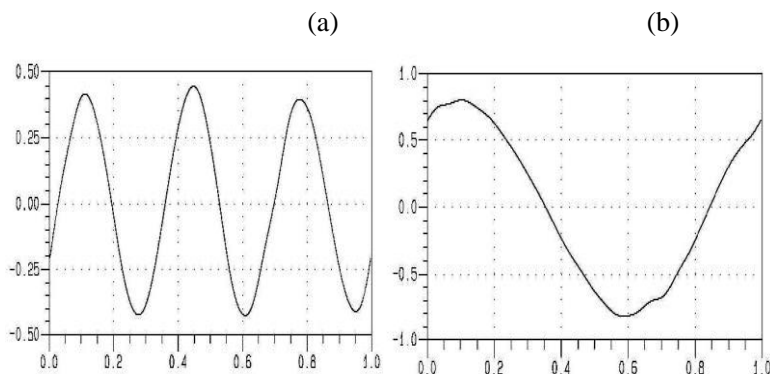


Figura 4.16 – (a) Indução  $B(t)$  sem a componente fundamental; (b) Indução  $B(t)$  sem a componente de terceira harmônica.

A Figura 4.17 (a) apresenta os três sinais da indução  $B(t)$  sobrepostos, enquanto que a Figura 4.17 (b) compara o sinal original da indução  $B(t)$  sem a decomposição com o sinal da indução  $B(t)$  decomposto. A análise da Figura 4.17 (b) mostra que os sinais são praticamente os mesmos. A próxima etapa irá mostrar quais são os valores obtidos de perdas por histerese nos dois casos: com o sinal original (sem a decomposição) e com o sinal formado pela combinação das componentes.

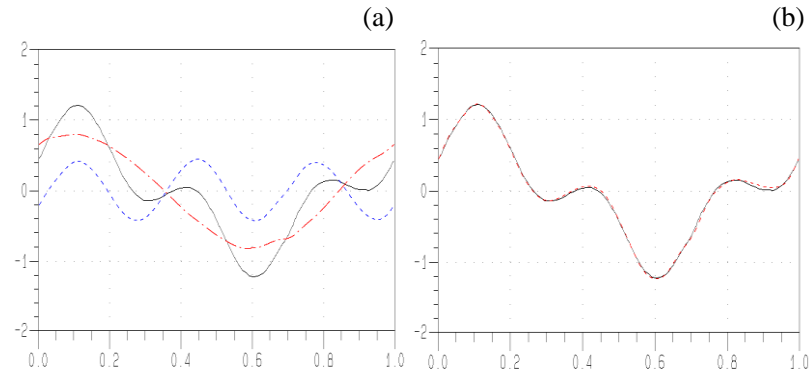


Figura 4.17 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes.

O resultado apresentado para o caso em que a entrada é composta apenas por um sinal de indução  $B(t)$  (o do próprio sinal original), mostra que o valor da perda é de 21,177 mJ/kg. Já para o caso em que se tem a decomposição por componentes harmônicas, primeiramente se calcula a perda do sinal excluindo a fundamental. Nesse caso o valor da perda é de 11,101 mJ/kg. Excluindo a terceira harmônica do sinal, o valor da perda é de 10,704 mJ/kg. Para se obter o valor total da perda, será somado o valor das duas parcelas que foram calculadas. Portanto, a perda total por histerese é igual a 21,805 mJ/kg. A Tabela 4.2 compara todos os resultados apresentados.

Tabela 4.2 – Comparação dos valores de perdas para o segundo teste.

	Perdas [mJ/kg]	Diferença para o valor medido
Valor Medido [30]	21,177	-
Valor Calculado (Sem a decomposição)	21,273	0,45%
Valor Calculado (Com a decomposição)	21,805	2,97%

Portanto é possível concluir que os cálculos realizados sem a decomposição do sinal apresentam um resultado mais próximo do valor medido (diferença de 0,45%), enquanto que se for considerada a decomposição, essa diferença chega a 2,97%. A seguir serão mostradas algumas figuras que exibem os resultados obtidos pelo programa.



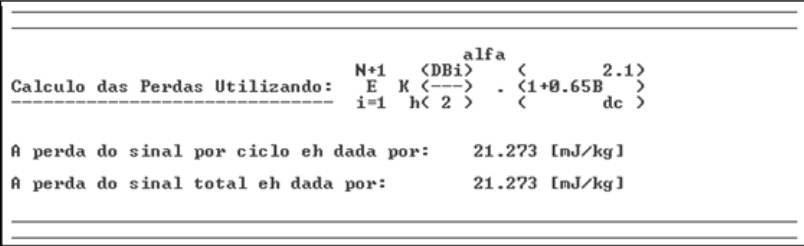


Figura 4.18 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição).

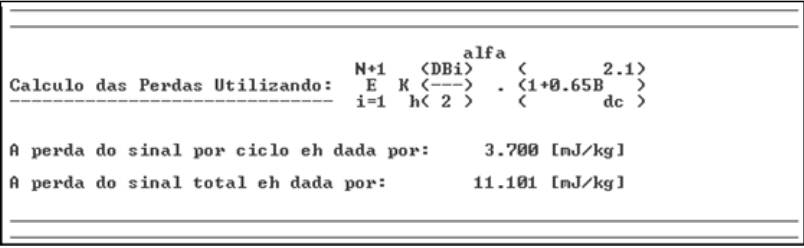


Figura 4.19 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental).

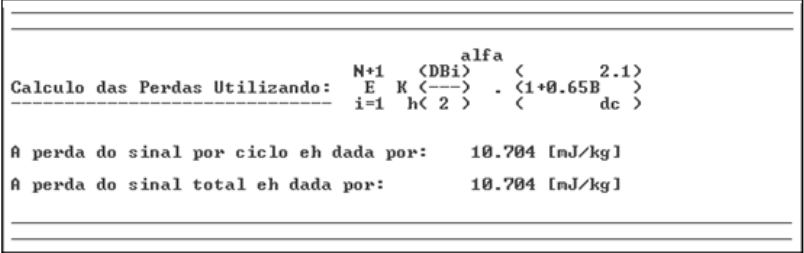


Figura 4.20 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira harmônica).

4.2.3 Terceiro teste

O terceiro teste é realizado sobre o sinal da indução  $B(t)$  dado pela Figura 4.21 (a). A tensão  $v(t)$  foi obtida através da soma da componente fundamental (1 Hz) com a componente de terceira harmônica (com amplitude maior do que a fundamental e fase igual a 60 graus). A curva de histerese representativa da indução obtida é dada pela Figura 4.21 (b). Observando-a é possível identificar, além do laço principal, dois laços menores localizados nas extremidades. A análise dos sinais de tensão mostra que no intervalo de 0,15s a 0,42s existe uma mudança de sinal. Outra mudança de sinal é identificada no intervalo de 0,62s a 0,9s. Comparando a Figura 4.21 (b) com a Figura 4.14 (b) do caso anterior, observa-se que as áreas relativas aos laços menores aumentaram. Portanto as perdas por histerese também aumentaram.

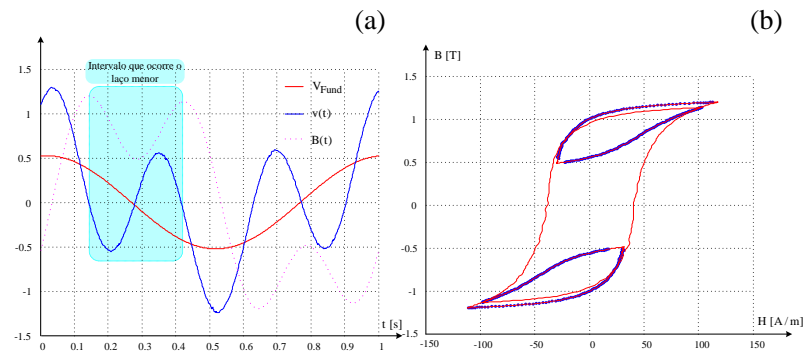


Figura 4.21 – (a) Forma de onda da indução  $B(t)$  e das tensões  $v(t)$  e  $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução  $B(t)$ .

harmon. #	module	# module %	phase<deg> ?
1	.105724E+01	100.00	-100.29
2	.594280E-02	.56	-5.62
3	.560186E+00	52.99	-128.94
4	.111075E-01	1.05	-91.52
5	.887610E-02	.84	-101.49
6	.134459E-01	1.27	-90.35
7	.532524E-02	.50	-105.58
8	.837598E-02	.79	-87.03
9	.615842E-02	.58	-165.02
10	.713894E-02	.68	-70.64
11	.158187E-02	.15	161.14
12	.561040E-02	.53	178.48
13	.180420E-02	.17	-84.74
14	.219138E-02	.21	-45.86
15	.209150E-02	.20	-131.75

Figura 4.22 – Componentes harmônicas da indução  $B(t)$ .

Com o auxílio da função “*anh (analyse harmonique d’une courbe)*”, pode-se obter a Figura 4.22. Analisando-a, é possível identificar as principais componentes, que nesse caso é a fundamental e a terceira harmônica. Aplicando a função “*anhv (reconstitution d’une courbe à partir de son analyse harmonique)*”, será eliminada a componente fundamental do sinal, obtendo-se a Figura 4.23 (a). A outra componente de maior importância é a terceira harmônica. Logo, ela será eliminada no próximo processo de análise, obtendo-se a Figura 4.23 (b).

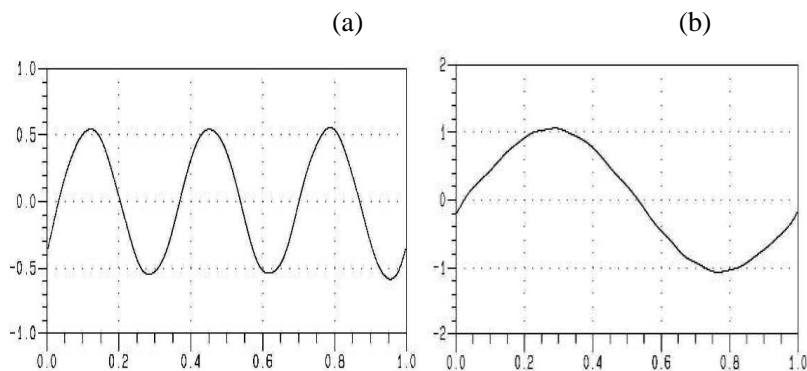


Figura 4.23 – (a) Indução  $B(t)$  sem a componente fundamental; (b) Indução  $B(t)$  sem a componente de terceira harmônica.

A Figura 4.24 (a) apresenta os três sinais da indução  $B(t)$  sobrepostos, enquanto que a Figura 4.24 (b) compara o sinal original da indução  $B(t)$  sem a decomposição com o sinal da indução  $B(t)$  decomposto. A análise da Figura 4.24 (b) mostra que os sinais são praticamente os mesmos. A próxima etapa irá mostrar quais são os valores obtidos de perdas por histerese nos dois casos: com o sinal original (sem a decomposição) e com o sinal formado pela combinação das componentes.

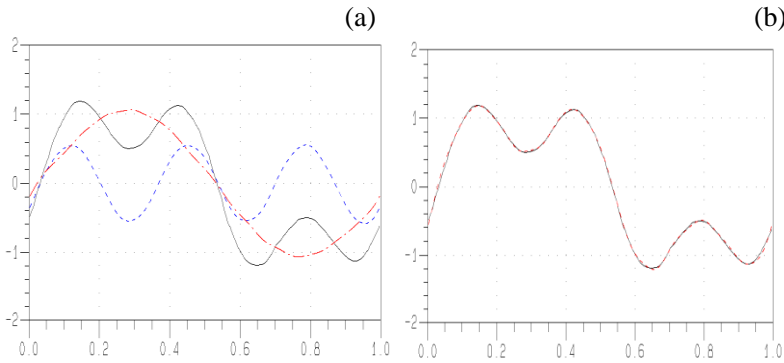


Figura 4.24 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes.

O resultado apresentado para o caso em que a entrada é composta apenas por um sinal de indução  $B(t)$  (o do próprio sinal original), mostra que o valor da perda é de 27,278 mJ/kg. Já para o caso em que se tem a decomposição por componentes harmônicas, primeiramente se calcula a perda do sinal excluindo a fundamental. Nesse caso o valor da perda é de 16,999 mJ/kg. Excluindo a terceira harmônica do sinal, o valor da perda é de 16,729 mJ/kg. Para se obter o valor total da perda, será somado o valor das duas parcelas que foram calculadas. Portanto, a perda total por histerese é igual a 33,728 mJ/kg. A Tabela 4.3 compara todos os resultados apresentados.

Tabela 4.3 – Comparação dos valores de perdas para o terceiro teste.

	Perdas [mJ/kg]	Diferença para o valor medido
Valor Medido [30]	28,234	-
Valor Calculado (Sem a decomposição)	27,278	-3,39%
Valor Calculado (Com a decomposição)	33,728	19,46%

Portanto é possível concluir que os cálculos realizados sem a decomposição do sinal apresentam um resultado mais próximo do valor medido (diferença de 3,39%), enquanto que se for considerada a decomposição, essa diferença chega a 19,46%. A seguir serão mostradas algumas figuras que exibem os resultados obtidos pelo programa.

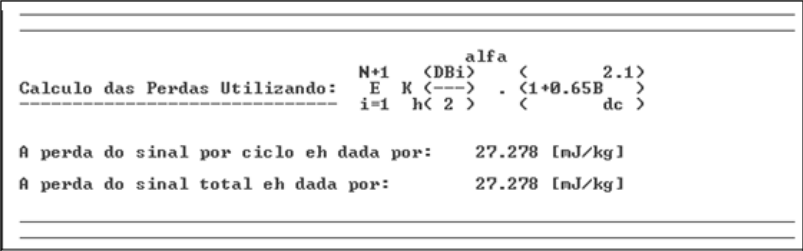


Figura 4.25 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição).

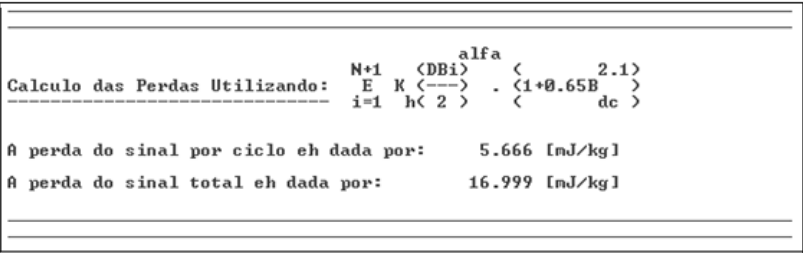


Figura 4.26 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental).

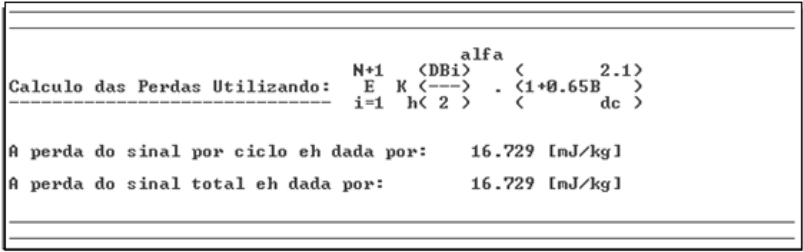


Figura 4.27 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira harmônica).

4.2.4 Quarto teste

Tanto o quarto quanto o quinto testes serão realizados considerando-se uma forma de onda de tensão PWM a dois níveis. Para o quarto teste será avaliado o sinal da Figura 4.28 (a), cuja frequência da triangular é de 5 Hz. Para a identificação dos possíveis laços menores existentes dentro do laço principal, procede-se de maneira análoga aos casos anteriores, ou seja, quando ocorrer mudança de sinal entre a tensão PWM  $v(t)$  e a sua fundamental  $V_{Fund}$ , ocorre ali um laço menor. Existem quatro laços menores dentro do laço principal, como se observa na Figura 4.28 (b). Comparando com o caso anterior, é esperado que o valor total da perda por histerese seja maior (pois a área correspondente à soma dos laços menores é maior).

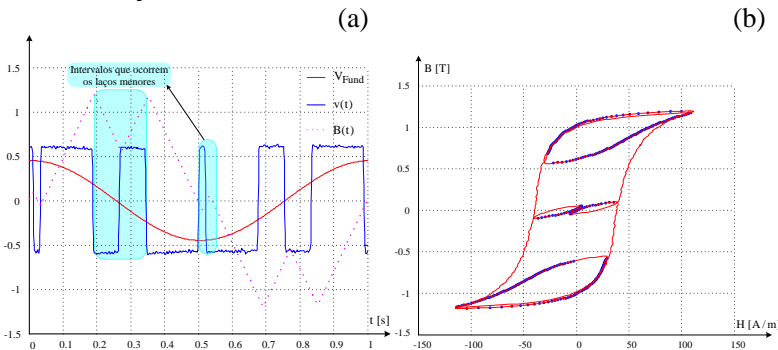


Figura 4.28 – (a) Forma de onda da indução  $B(t)$  e das tensões  $v(t)$  e  $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução  $B(t)$ .

harmon. #	module	# module %	phase(deg) #
1	.989356E+00	100.00	-97.75
2	.140596E-01	1.42	-126.69
3	.909017E-01	9.19	-117.84
4	.178534E-01	1.80	-139.08
5	.205563E+00	20.78	46.04
6	.224094E-01	2.27	45.47
7	.596342E-01	6.03	-154.30
8	.125911E-01	1.27	168.67
9	.436575E-01	4.41	13.77
10	.177972E-02	.18	52.68
11	.206030E-01	2.08	-6.05
12	.458992E-02	.46	11.32
13	.594771E-02	.60	-14.09
14	.493350E-02	.50	122.75
15	.503914E-02	.51	-19.90

Figura 4.29 – Componentes harmônicas da indução  $B(t)$ .

Com o auxílio da função “*anh (analyse harmonique d’une courbe)*”, pode-se obter a Figura 4.29. Analisando-a, é possível identificar as principais componentes, que nesse caso são quatro: a fundamental, a terceira, a quinta e a sétima harmônicas. Aplicando a função “*anhv (reconstitution d’une courbe à partir de son analyse harmonique)*”, será eliminada a componente fundamental do sinal, obtendo-se a Figura 4.30 (a). As demais componentes de maior importância são eliminadas no próximo processo de análise, obtendo-se a Figura 4.30 (b).

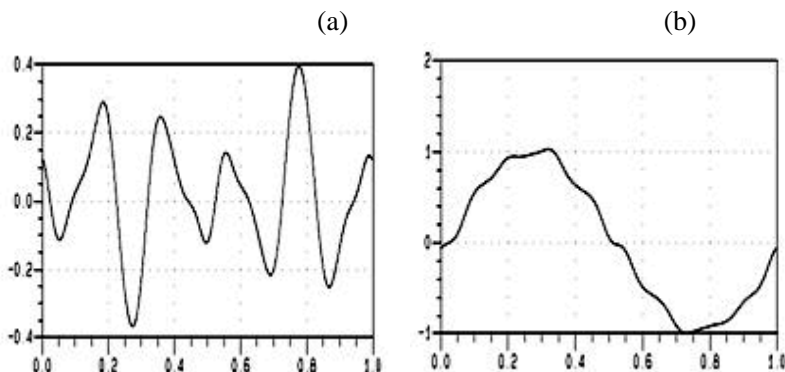


Figura 4.30 – (a) Sinal da indução sem a componente fundamental; (b) Sinal da indução sem a componente de terceira, quinta e sétima harmônicas.

A Figura 4.31 (a) apresenta os três sinais da indução  $B(t)$  sobrepostos, enquanto que a Figura 4.31 (b) compara o sinal original da indução  $B(t)$  sem a decomposição com o sinal da indução  $B(t)$  decomposto. A análise da Figura 4.31 (b) mostra que os sinais são praticamente os mesmos. A próxima etapa irá mostrar quais são os valores obtidos de perdas por histerese nos dois casos: com o sinal original (sem a decomposição) e com o sinal formado pela combinação das componentes.

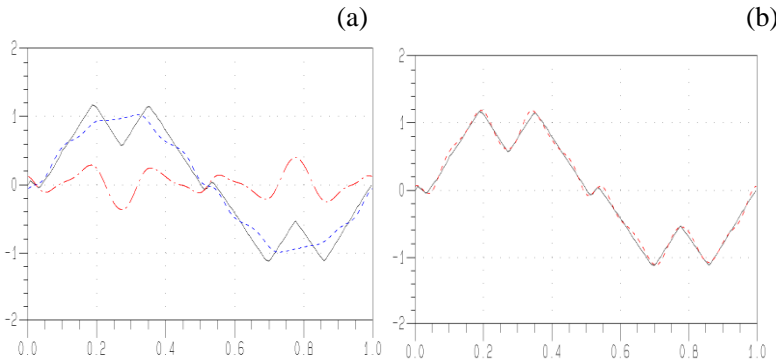


Figura 4.31 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes.

O resultado apresentado para o caso em que a entrada é composta apenas por um sinal de indução  $B(t)$  (o do próprio sinal original), mostra que o valor da perda é de 25,005 mJ/kg. Já para o caso em que se tem a decomposição por componentes harmônicas, primeiramente se calcula a perda do sinal excluindo a fundamental. Nesse caso o valor da perda é de 6,320 mJ/kg. Excluindo as harmônicas de ordem três, cinco e sete do sinal, o valor da perda é de 15,293 mJ/kg. Para se obter o valor total da perda, será somado o valor das duas parcelas que foram calculadas. Portanto, a perda total por histerese é igual a 21,613 mJ/kg. A Tabela 4.4 compara todos os resultados apresentados.

**Tabela 4.4 – Comparação dos valores de perdas para o quarto teste.**

	Perdas [mJ/kg]	Diferença para o valor medido
Valor Medido [30]	29,06	-
Valor Calculado (Sem a decomposição)	25,005	-13,95%
Valor Calculado (Com a decomposição)	21,613	-25,63%

Portanto é possível concluir que os cálculos realizados sem a decomposição do sinal apresentam um resultado mais próximo do valor medido (diferença de 13,95%), enquanto que se for considerada a decomposição, essa diferença chega a 25,63%. A grande defasagem observada nos resultados deve-se às componentes de alta frequência que estão presentes no sinal analisado e a possíveis erros de medição (ver anexo). A seguir serão mostradas algumas figuras que exibem os resultados obtidos pelo programa.



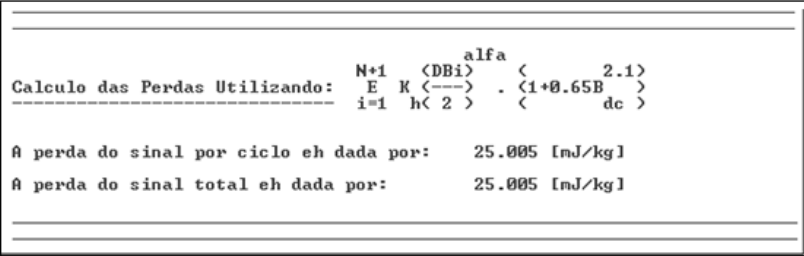


Figura 4.32 – Perdas referentes ao sinal original (sem decomposição).

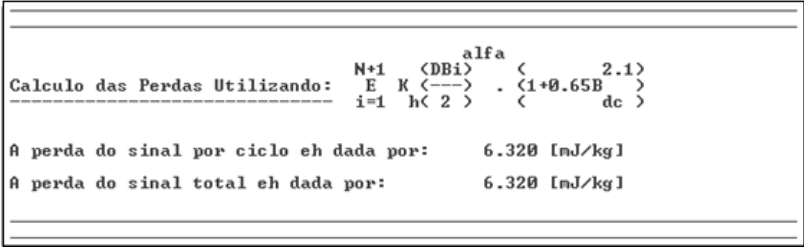


Figura 4.33 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a fundamental).

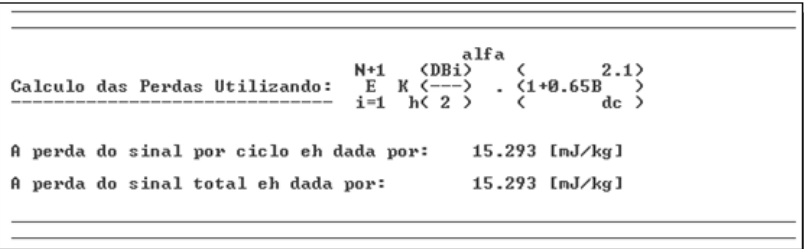


Figura 4.34 – Perdas referentes ao sinal decomposto (sem a terceira, quinta e sétima harmônicas).

4.2.5 Quinto teste

O quinto e último teste é realizado com o sinal da Figura 4.35 (a). A diferença para o caso anterior se dá ao fato de que nesse caso aumentou-se a frequência da triangular de 5 Hz para 11 Hz. Analisando a Figura 4.35 (b), observa-se uma redução da área dos laços menores das extremidades, porém ao mesmo tempo um aumento do número de laços menores ao longo do laço principal.

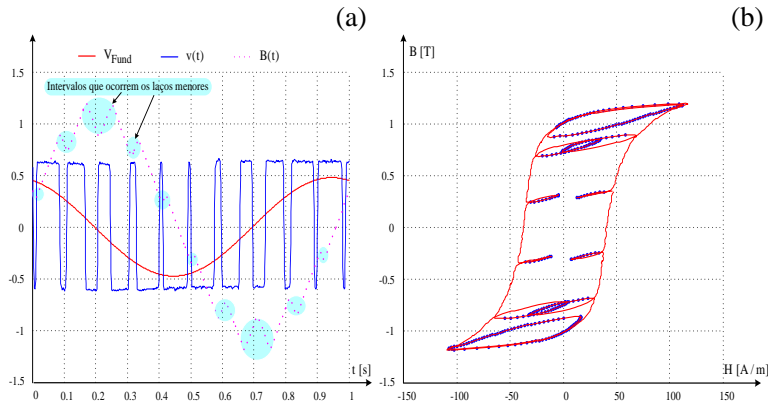


Figura 4.35 – (a) Forma de onda da indução  $B(t)$  e das tensões  $v(t)$  e  $V_{Fund}$ ; (b) Laço de histerese representativo da indução  $B(t)$ .

harmon. #	module	# module %	# phase(deg)
1	.106421E+01	100.00	-76.68
2	.167454E-01	1.57	-94.54
3	.194303E-01	1.83	-109.21
4	.920287E-02	.86	-100.35
5	.136188E-01	1.28	-98.83
6	.634673E-02	.60	-114.31
7	.633025E-02	.59	-62.57
8	.519897E-02	.49	-63.47
9	.360171E-01	3.38	-144.21
10	.124400E-01	1.17	-130.51
11	.841978E-01	7.91	48.13
12	.103291E-01	.97	61.49
13	.155167E-01	1.46	-95.50
14	.354869E-02	.33	-119.30
15	.223335E-02	.21	-134.88

Figura 4.36 – Componentes harmônicas da indução  $B(t)$ .

Com o auxílio da função “*anh (analyse harmonique d’une courbe)*”, pode-se obter a Figura 4.36. Analisando-a, é possível identificar as principais componentes que são a fundamental e a décima primeira harmônica. Aplicando a função “*anhv (reconstitution d’une courbe à partir de son analyse harmonique)*”, será eliminada a componente fundamental do sinal, obtendo-se a Figura 4.37 (a). A décima primeira harmônica é eliminada no próximo processo de análise, obtendo-se a Figura 4.37 (b).

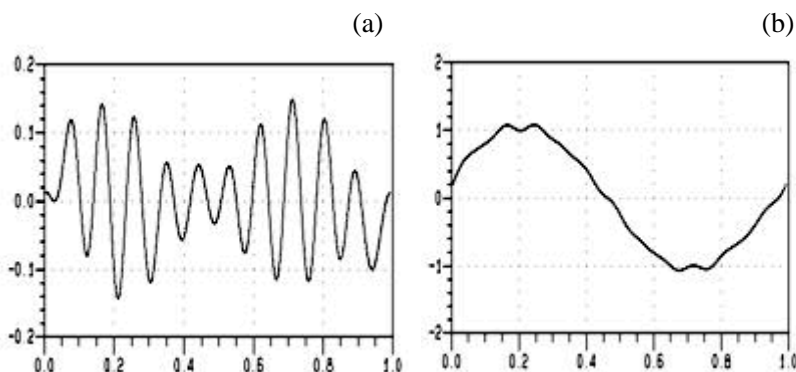


Figura 4.37 – (a) Sinal da indução sem a componente fundamental; (b) Sinal da indução sem a componente de décima primeira harmônica.

A Figura 4.38 (a) apresenta os três sinais da indução  $B(t)$  sobrepostos, enquanto que a Figura 4.38 (b) compara o sinal original da indução  $B(t)$  sem a decomposição com o sinal da indução  $B(t)$  decomposto. A análise da Figura 4.38 (b) mostra que os sinais são praticamente os mesmos. A próxima etapa irá mostrar quais são os valores obtidos de perdas por histerese nos dois casos: com o sinal original (sem a decomposição) e com o sinal formado pela combinação das componentes.

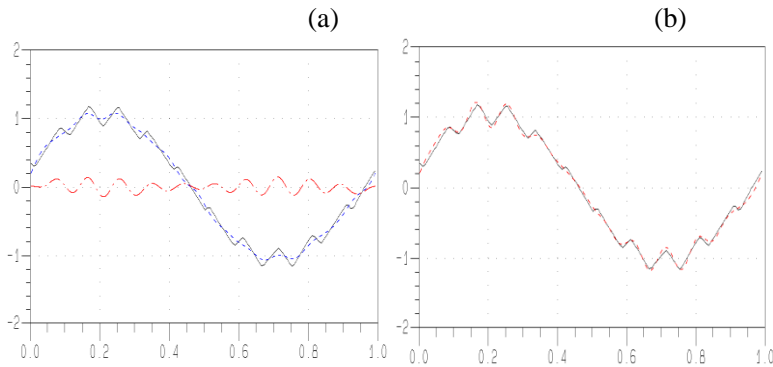


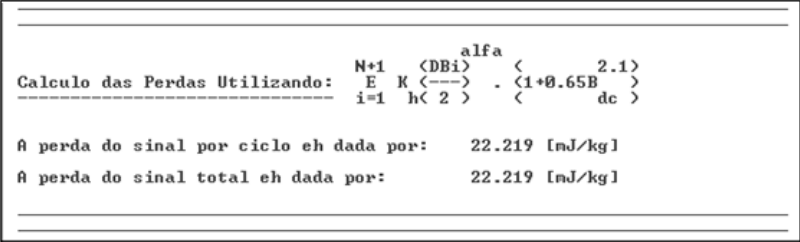
Figura 4.38 – (a) Sobreposição das três formas de onda; (b) Comparação entre o sinal original e a soma das componentes.

O resultado apresentado para o caso em que a entrada é composta apenas por um sinal de indução  $B(t)$  (o do próprio sinal original), mostra que o valor da perda é de 22,219 mJ/kg. Já para o caso em que se tem a decomposição por componentes harmônicas, primeiramente se calcula a perda do sinal excluindo a fundamental. Nesse caso o valor da perda é de 2,508 mJ/kg. Excluindo a harmônica de ordem onze, o valor da perda é de 17,092 mJ/kg. Para se obter o valor total da perda, será somado o valor das duas parcelas que foram calculadas. Portanto, a perda total por histerese é igual a 19,60 mJ/kg. A Tabela 4.5 compara todos os resultados apresentados.

Tabela 4.5 – Comparação dos valores de perdas para o quinto teste.

	Perdas [mJ/kg]	Diferença para o valor medido
Valor Medido [30]	28,96	-
Valor Calculado (Sem a decomposição)	22,219	-23,28%
Valor Calculado (Com a decomposição)	19,60	-32,32%

Portanto é possível concluir que os cálculos realizados sem a decomposição do sinal apresentam um resultado mais próximo do valor medido (diferença de 23,28%), enquanto que se for considerada a decomposição, essa diferença chega a 32,32%. Novamente, observa-se uma grande defasagem nos resultados que são justificadas pelas componentes de alta frequência e pelos possíveis erros de medição que estão presentes no sinal analisado (ver anexo). A seguir serão mostradas algumas figuras que exibem os resultados obtidos pelo programa.



### 4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as duas formas possíveis de se determinar as perdas por histerese em um dispositivo eletromagnético. Na primeira forma utiliza-se a decomposição de um sinal em séries de *Fourier* para então se determinar a perda individual de cada componente, somando-se as parcelas. Na segunda forma (método desenvolvido) utiliza-se o sinal original, sem precisar decompô-lo em séries.

Teoricamente, o método sugerido deveria apresentar melhores resultados dos cálculos das perdas por histerese, quando comparados com os valores medidos. Para comprovar tal fato, foram realizados cinco testes, com sinais diferentes.

Em cada teste feito foram comparados os dados obtidos através do programa desenvolvido com os dados medidos. Em todos os testes, como era esperado, foi possível concluir que o método sugerido apresentou resultados mais próximos dos valores medidos.

É interessante observar que conforme foram aparecendo mais laços menores nos sinais testados, ambos os métodos foram apresentando valores de perdas mais distantes dos valores medidos. Esse aumento da diferença é causado pelas perdas dinâmicas que surgem nos sinais devido ao aumento da frequência de cada laço menor encontrado.

Outro ponto abordado refere-se às medições feitas (principalmente no teste 4 e no teste 5). Existe uma grande possibilidade de ter ocorrido erros nas medições, pois como o sinal é altamente distorcido, o método utilizado (quadro de Epstein) tem seu funcionamento comprometido. Essa verificação pode ser feita no anexo deste trabalho que apresenta aos cálculos realizados para comprovar que, além das perdas dinâmicas, existem os erros de medição.

Entretanto cabe ressaltar que, apesar dessas particularidades, o método proposto (sem a decomposição) apresentou, em todos os casos analisados, resultados mais próximos dos valores medidos quando comparado ao método que utiliza a decomposição.

## 5 CONCLUSÃO GERAL

O estudo sobre perdas é fundamental para que se torne possível estimar corretamente o rendimento e os tipos de materiais que devem ser utilizados no desenvolvimento dos dispositivos eletromagnéticos. O foco principal deste trabalho foi discutir e estimar as perdas por histerese de uma forma geral, através de uma nova metodologia.

Buscou-se com este trabalho desenvolver inicialmente um algoritmo eficiente que pudesse localizar todos os laços menores presentes em um sinal de indução. Para cumprir esse objetivo, o estudo do método *Rainflow* foi fundamental, pois através dele foi possível elaborar um algoritmo confiável.

Entretanto o principal problema encontrado, para aplicações relacionadas à histerese magnética, refere-se ao fato de que para se determinar as perdas, deve-se ter o número de ciclos completos, e não os de meio-ciclo, como é proposto pelo método *Rainflow*.

Com isso, após o desenvolvimento do algoritmo, surgiu uma nova proposta de trabalho: comparar o atual método de estimação das perdas por histerese com uma nova metodologia aplicada. No método usual mais utilizado para a determinação das perdas por histerese é necessário decompor o sinal da indução em séries de *Fourier*. Após a decomposição, para cada componente identificada é estimada uma perda por histerese correspondente. No final somam-se todas as parcelas e obtém-se a perda total por histerese do sinal.

Na metodologia proposta não há necessidade de realizar decomposição em séries de *Fourier*. Basta utilizar os parâmetros do sinal original e calcular diretamente o valor da perda associada.

Para comprovar não apenas a eficácia do método, mas também os melhores resultados esperados foram realizados diversos testes com base em resultados experimentais. Em todos os casos analisados, o método proposto apresentou resultados de perdas mais próximos dos valores medidos. Com isso concluiu-se que na aplicação da nova metodologia têm-se melhores resultados.

Dentre as sugestões de propostas de continuidade deste trabalho pode-se destacar o desenvolvimento de um módulo no programa EFCAD para o cálculo das perdas por histerese em dispositivos eletromagnéticos. Também seria interessante a realização de outros testes em máquinas elétricas objetivando obter valores experimentais de perdas por histerese para que seja possível comparar com os valores estimados pelo algoritmo proposto, comparando a análise pelo sinal original e a análise pelo sinal decomposto em séries de *Fourier*.

## REFERÊNCIAS

- [1] BASTOS, J. P. A. Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática. Editora da UFSC, 2004.
- [2] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR., C.; KUSKO A. Máquinas Elétricas. Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1975.
- [3] DEL TORO, V. Fundamentos de Máquinas Elétricas. Editora Prentice-Hall do Brasil Ltda, 1994.
- [4] KOSOW, I. L. Máquinas Elétricas e Transformadores. Editora Globo S.A., 1993.
- [5] NASAR, S. A. Máquinas Elétricas. Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1984.
- [6] Simao, C.; Sadowski, N.; Batistela, N.J.; Kuo-Peng, P.; , "Simplified models for magnetic hysteresis losses evaluation in electromagnetic devices," *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International* , vol., no., pp.876-880, 3-6 May 2009.
- [7] Lavers, J.; Biringier, P.; Hollitscher, H.; , "A simple method of estimating the minor loop hysteresis loss in thin laminations," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.14, no.5, pp. 386- 388, Sep 1978.
- [8] Simao, C.; Sadowski, N.; Batistela, N.J.; Bastos, J.P.A.; , "Evaluation of Hysteresis Losses in Iron Sheets Under DC-biased Inductions," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.45, no.3, pp.1158-1161, March 2009.
- [9] Jiles, D.C.; , "Modelling the effects of eddy current losses on frequency dependent hysteresis in electrically conducting media," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.30, no.6, pp.4326-4328, Nov 1994.
- [10] Mayergoyz, I.D.; Serpico, C.; , "Frequency scaling of excess hysteresis losses," *Magnetics Conference, 2000. INTERMAG 2000 Digest of Technical Papers. 2000 IEEE International* , vol., no., pp. 21, 4-8 April 2005.
- [11] Akcay, H.; Ece, D.G.; , "Modeling of hysteresis and power losses in transformer laminations," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.18, no.2, pp. 487- 492, April 2003.
- [12] Patsios, C.; Tsampouris, E.; Beniakar, M.; Rovolis, P.; Kladas, A.G.; , "Dynamic Finite Element Hysteresis Model for Iron Loss Calculation in Non-Oriented Grain Iron Laminations Under PWM Excitation," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.47, no.5, pp.1130-1133, May 2011.



- [13] Zhang, Y.; Cheng, M.C.; Pillay, P.; , "A Novel Hysteresis Core Loss Model for Magnetic Laminations," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.26, no.4, pp.993-999, Dec. 2011.
- [14] Moutassem, W.; Anders, G.J.; , "Calculation of the Eddy Current and Hysteresis Losses in Sheathed Cables Inside a Steel Pipe," *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol.25, no.4, pp.2054-2063, Oct. 2010.
- [15] Della Torre, E.; Cardelli, E.; Bennett, L.H.; , "Identifying Hysteresis Losses in Magnetic Media," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.46, no.11, pp.3844-3847, Nov. 2010.
- [16] Lancarotte, M.S.; Goldemberg, C.; Penteado, Ad.A., Jr.; , "Estimation of FeSi core losses under PWM or DC bias ripple voltage excitations," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.20, no.2, pp. 367- 372, June 2005.
- [17] Amar, M.; Kaczmarek, R.; , "A general formula for prediction of iron losses under nonsinusoidal voltage waveform," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.31, no.5, pp.2504-2509, Sep 1995.
- [18] Kaczmarek, R.; Amar, M.; Protat, F.; , "Iron loss under PWM voltage supply on Epstein frame and in induction motor core," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.32, no.1, pp.189-194, Jan 1996.
- [19] Boglietti, A.; Chiampi, M.; Repetto, M.; Bottauscio, O.; Chiarabaglio, D.; , "Loss separation analysis in ferromagnetic sheets under PWM inverter supply," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.34, no.4, pp.1240-1242, Jul 1998.
- [20] Atallah, K.; Zhu, Z.Q.; Howe, D.; , "An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet DC drives," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.5, pp.2997-2999, Sep 1992.
- [21] Newbury, R.; , "Prediction of loss in silicon steel from distorted waveforms," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.14, no.4, pp. 263- 268, Jul 1978.
- [22] Boglietti, A.; , "A first approach for the iron losses building factor determination ," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE* , vol.1, no., pp.489-493 vol.1, 1999.
- [23] CALLISTER, W. D. Materials Science and Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 1985.
- [24] PADILHA, A. F. Materiais de Engenharia. São Paulo: Hemus Editora Ltda, 1997.

- [25] ARIDURU, Seçil. Fatigue Life Calculation by Rainflow Cycle Counting Method. Middle East, 2004. Tese (Mestrado em Engenharia Mecânica) – The Graduate School of Natural and Applied Sciences, Middle East Technical University.
- [26] SADOWSKI, Nelson. Cálculo de perda de vida do eixo de turboalternadores devido a chaveamentos no sistema elétrico. Florianópolis, 1985. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [27] SANTANA, Jamir Lemes. Simulação do Crescimento de Trincas de Fadiga. Florianópolis, 1980. Tese (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [28] DA LUZ, Mauricio Valencia Ferreira. Estudo e Desenvolvimento de um Método de Cálculo de Perdas Suplementares em Motores de Indução de Gaiola. Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [29] RICARDO, Luiz Carlos Hernandes. Estimativa da vida sob Fadiga de Amplitude Variável de um Componente Mecânico. São Paulo, 1999. Dissertação (Mestrado em Ciências na Área de Reatores Nucleares de Potência e Tecnologia do Combustível Nuclear) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares.
- [30] SIMÃO, Claudenei. Estudo da Eficiência Energética de Dispositivos Eletromagnéticos e de Suas Alimentações. Florianópolis, 2008. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [31] InfoEscola – Trabalhos Acadêmicos e Pesquisas Escolares. Disponível em: <[www.infoescola.com/fisica/campo-magnetico-da-terra/](http://www.infoescola.com/fisica/campo-magnetico-da-terra/)>. Acesso em: 09 mar. 2011.
- [32] Portada – Universidad de Sevilla. Disponível em: <[www.laplace.us.es/wiki/index.php/Diamagn%C3%A9tico](http://www.laplace.us.es/wiki/index.php/Diamagn%C3%A9tico)>. Acesso em: 02 mar. 2011.
- [33] Ferromagnetismo. Disponível em: <<http://personales.upv.es/jquiles/prffi/magnetismo/ayuda/hlpferromagnetismo.htm>>. Acesso em 03 mar. 2011.
- [34] Departement de Physique de la Matière Condensée. Disponível em: <[http://dpmc.unige.ch/gr\\_giamarchi/research.htm](http://dpmc.unige.ch/gr_giamarchi/research.htm)>. Acesso em 03 mar. 2011.
- [35] Ferroelétricos. Disponível em: <[http://ferroeletricos.com/comportamento\\_ferroeletrico.html](http://ferroeletricos.com/comportamento_ferroeletrico.html)>. Acesso em 10 mar. 2011.

## ANEXO A1

Neste anexo será analisada a influência das perdas dinâmicas (*Foucault* e excedentes) na determinação das perdas para as formas de onda dos testes 4 e 5.

Perdas por corrente de *Foucault* e excedente para o teste 4:

$\Delta B$	$\Delta t$	$\Delta B^2$	$\frac{\Delta B^2}{\Delta t}$	$ \Delta B ^{1,5}$	$\Delta t^{0,5}$	$\frac{ \Delta B ^{1,5}}{\Delta t^{0,5}}$
-0,098	0,023	0,009604	0,4176	0,0307	0,1517	0,2024
1,22	0,157	1,4884	9,48026	1,348	0,3962	3,4023
-0,596	0,084	0,3552	4,2286	0,4601	0,2898	1,5876
0,571	0,081	0,32604	4,0252	0,4315	0,2846	1,5162
-1,215	0,159	1,4762	9,2843	1,3393	0,3987	3,3592
0,106	0,021	0,011236	0,5350	0,0345	0,1449	0,2381
-1,167	0,167	1,3619	8,1551	1,2607	0,4087	3,0847
0,592	0,076	0,3505	4,6118	0,4555	0,2757	1,6522
-0,592	0,084	0,3505	4,1726	0,4555	0,2898	1,5718
1,131	0,14	1,2792	9,1371	0,0524	0,3742	0,1400
$\Sigma$			54,0476			16,7545

**Perda por histerese utilizando a metodologia proposta:**

$$P_h = 25,005 \text{ mJ/kg}$$

**Perda por corrente de *Foucault* [30]:**

$$P_f = \frac{1}{12} \frac{\sigma d^2}{\Delta t} \sum \frac{\Delta B^2}{\Delta t} = 6,2 \times 10^{-6} \cdot 54,0476 = 0,33509 \text{ mJ/kg}$$

**Perda excedente [30]:**

$$P_e = \frac{1}{1} \sqrt{\sigma G V_0 S} \sum \frac{|\Delta B|^{1,5}}{\Delta t^{0,5}} = 4,3574 \times 10^{-5} \cdot 16,7545 = 0,730 \text{ mJ/kg}$$

**Perda total:**

$$P_T = P_h + P_f + P_e = 25,005 + 0,33509 + 0,730 = \mathbf{26,0701 \text{ mJ/kg}}$$

**Valor medido:**

$$P_T = 29,06 \text{ mJ/kg}$$

Perdas por corrente de *Foucault* e excedente para o teste 5:

$\Delta B$	$\Delta t$	$\Delta B^2$	$\frac{\Delta B^2}{\Delta t}$	$ \Delta B ^{1,5}$	$\Delta t^{0,5}$	$\frac{ \Delta B ^{1,5}}{\Delta t^{0,5}}$
0,56	0,0799	0,3136	3,9249	0,4191	0,2827	1,4825
-0,093	0,0249	0,0086	0,3454	0,0284	0,1578	0,1800
0,409	0,0524	0,1673	3,1927	0,2616	0,2289	1,1429
-0,284	0,0429	0,0807	1,8811	0,1513	0,2071	0,7306
0,269	0,0399	0,0724	1,8145	0,1395	0,1997	0,6985
-0,46	0,0651	0,2116	3,2504	0,312	0,2551	1,2230
0,114	0,0207	0,0130	0,6280	0,0385	0,1439	0,2675
-0,559	0,0776	0,3125	4,0271	0,4179	0,2786	1,5
0,037	0,0097	0,0014	0,1443	0,0071	0,0985	0,0721
-0,636	0,0789	0,4045	5,1267	0,5072	0,2809	1,8056
0,031	0,0152	0,0009	0,0592	0,0054	0,1233	0,0438
-0,548	0,0720	0,3003	4,1708	0,4057	0,2683	1,5121
0,119	0,0221	0,0142	0,6425	0,0410	0,1487	0,2757
-0,419	0,0526	0,1756	3,3384	0,2712	0,2293	1,1827
0,264	0,0497	0,0697	1,4024	0,1356	0,2229	0,6083
-0,274	0,0388	0,0751	1,9356	0,1434	0,1970	0,7279
0,461	0,0579	0,2125	3,6701	0,3130	0,2406	1,3009
-0,119	0,0263	0,0142	0,5399	0,0411	0,1622	0,2534
0,56	0,0772	0,3136	4,0622	0,4191	0,2778	1,5086
-0,047	0,0069	0,0022	3,1884	0,0102	0,08307	0,1228
0,615	0,0783	0,3782	4,8301	0,4823	0,2798	1,7237
$\Sigma$			52,1747			18,3626

**Perda por histerese utilizando a metodologia proposta**

$$P_h = 22,219 \text{ mJ/kg}$$

**Perda por corrente de *Foucault* [30]:**

$$P_f = \frac{1}{1} \frac{\sigma d^2}{12} \sum \frac{\Delta B^2}{\Delta t} = 6,2 \times 10^{-6} \cdot 52,1747 = 0,3235 \text{ mJ/kg}$$

**Perda excedente [30]:**

$$P_e = \frac{1}{1} \sqrt{\sigma G V_0 S} \sum \frac{|\Delta B|^{1,5}}{\Delta t^{0,5}} = 4,3574 \times 10^{-5} \cdot 18,3626$$

$$= 0,8001 \text{ mJ/kg}$$

**Perda total:**

$$P_T = P_h + P_f + P_e = 22,219 + 0,3235 + 0,8001 = \mathbf{23,3426 \text{ mJ/kg}}$$

**Valor medido:**

$$P_T = \mathbf{28,96 \text{ mJ/kg}}$$

**Conclusões:**

Apesar da contribuição das perdas por corrente de *Foucault* e excedente, observa-se que o valor medido ainda está distante do valor calculado em ambos os testes. Isso pode ser devido a imprecisões nas medições efetuadas, pois existem variações muito grandes nos sinais de tensão correspondentes.